elettronica
scienza
tecnica
e diletto

elektor

N° 69
febbraio 1985

L. 3000

elettronica

Preamplificatore dinamico

Programmare il 6845

Misuratore per batterie

Ripulitore di impulsi da cassetta per ZX81

Convertitore RS 232 Centronics

Trasformatori di bilanciamento

Invertitore video a colori

Ecco chi si è abbonato, ha risparmiato e ha vinto un Commodore 64

Pubblichiamo l'elenco dei primi 40 fortunati vincitori del concorso abbonamenti Jackson 1985. A loro vanno le nostre più vive felicitazioni e agli altri nostri abbonati l'augurio di essere fra i 60 restanti fortunati. Il prossimo mese pubblicheremo l'elenco di altri 20 fortunati vincitori.

1) **AIROLDI Marco**
Via R. Felisatti, 5
44100 FERRARA (FE)

2) **GHEZZO Guglielmo**
Via dei Pini, 58
45010 ROSOLINA (RO)

3) **BECCARI Alberto**
Via XXV Aprile
46010 BREDA CISONI (MN)

4) **CAREDDU Mauro**
Via Is. Mirrionis, 95
09100 CAGLIARI (CA)

5) **CARETTONI Roberto**
Via Europa, 21
20010 POGLIANO MILANESE (MI)

6) **LUPARIA Renato**
Via Vallescura, 185
15030 CONZANO (AL)

7) **ANTOLINI Mariano**
Via Isnardi, 32/19
16016 COGOLETO (GE)

8) **JANNONI SEBASTIANI Giulio**
Via Livorno, 89
00162 ROMA (RM)

9) **TARALLO Vincenzo**
Via G. D'Agostino, 18
89029 TAURIANOVA (RC)

10) **C.B.L. COMPUTERS Snc**
Via S. Carlo, 13
98060 S. ANGELO DI BROLO (ME)

11) **FABBRETTI Giuseppe**
Via Delle Baleniere, 92
00121 OSTIA LIDO (RM)

12) **FABBRI Fabio**
Via Cellini, 16/C
57023 CECINA (LI)

13) **TUCCELLA Silvano**
Via M. della Misericordia, 12
66100 CHIETI (CH)

14) **RUSSO Enrico**
Via Cacciapuoti, 58
84014 GIULIANO (NA)

15) **CURSARO Paolo**
Via Nazionale, 100
84040 CAPACCIO SCALO (SA)

16) **AMABILI Stefania**
Via M. Bartolotti, 8
48023 MARINA DI RAVENNA (RA)

17) **ROSSI Alessandro**
Via Yuri Gagarin, 5/2
40044 PONTECCHIO MARCONI (BO)

18) **PAGNINI Marco**
Via Partigiani, 15
61100 PESARO (PS)

19) **CHILLA' Aldo**
Via Verdi, 6
50055 LASTRA A SIGNA (FI)

20) **TOMASELLA Miguel Angel**
Via S. Tiziano, 5
31020 ZOPPE' DI S. VENDEMIANO (TV)

21) **SCOLA Livio**
Villaggio Riviera, 35
32010 FARRA D'ALPAGO (BL)

22) **POLI Carlo**
Via Stradella, 1
20129 MILANO (MI)

23) **ROSSI Guido**
P.zza Vittorio Emanuele II, 5
50065 PONTASSIEVE (FI)

24) **BANDELLO Nelide**
Via Pasubio, 4
37045 LEGNAGO (VR)

25) **POOL INFORMATICA Srl**
Via Emilia S. Stefano, 9/C
42100 REGGIO EMILIA (RE)

26) **TINCANI Daniele**
Via Trieste, 6
55040 RETIGNANO DI STAZZEMA (LU)

27) **BASCHIERA Bruno**
Via Rizzos
33091 CASTELNUOVO DEL FRIULI (UD)

28) **LENZA Pietro**
Via Degli Eucalipti, 14
84100 SALERNO (SA)

29) **SICHEL Teresa**
Via Volontari Del Sangue, 1
29010 PONTENURE (PC)

30) **DE MARZO Silvio**
Via Napoli, 5
89024 POLISTENA (RC)

31) **NOCERA Gaspare**
Via Edif. A36
21020 ISPRA (VA)

32) **I.T.I.S. "A. VOLTA"**
P.zza S. Maria Della Fede, 16
80141 NAPOLI (NA)

33) **TURCI Andrea**
Via Dormeletto, 84
28041 ARONA (NO)

34) **TALEBBE Silvano**
Via Purocelo, 21
40026 IMOLA (BO)

35) **ZOLLO Sandro**
Via Monastero, 127/1
17026 NOLI (SV)

36) **LORETELLI Albertino**
Via Dei Villini, 23
04011 APRILIA (LT)

37) **ANTONELLI Antonio**
Via Adriatico Vico X, 8
66036 ORSOGNA (CH)

38) **CAPORALE Enzo**
Via Ten. Vitti, 93
70043 MONOPOLI (BA)

39) **MUSACCHIA Benedetto**
Via Terra Santa, 92
90141 PALERMO (PA)

40) **PALA Bruno**
Via Matteotti, 33
09026 SAN SPERANTE (CA)

sommario

La rubrica

CHI E DOVE

è a pagina 6

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa
Periodica Italiana

LISTINO PREZZI DEI CIRCUITI STAMPATI DA ELEKTOR (EPS) E KIT*

Per l'acquisto del materiale indicato rivolgersi a uno dei rivenditori elencati nella rubrica "CHI E DOVE". La vendita per corrispondenza viene effettuata solo dai rivenditori indicati da una freccia (→).

* I kit sono realizzati dalla ditta IBF (Cerea - VR - Tel. 0442/30833). Essi comprendono i circuiti stampati da Elektor e i componenti elettronici come da schema elettrico pubblicato nella rivista. Il trasformatore è compreso solo se espressamente menzionato.
Il pannello, se previsto, è sempre a parte.

N. Riv.	EPS	ALIMENTATORI	Kit L.	Stampato
1	9465	Alimentatore stab. 1,2÷25V/1,5A	30.000	5.800
47	82178	Alimentatore professionale 0÷35V/3A	56.000	14.300
48	83002	Alimentatore stab. per computer 5V/3A	33.000	5.650
37	82070	Caricabatterie NiCd universale	33.000	8.200
50/51	82570	Super alimentatore 5V/6 ÷ 8A		7.100
57	83098	Eliminatore di batterie	12.400	5.300
59	83121	Alimentatore simmetrico	71.000	13.000
65	84035	Alimentatore A.C.	39.000	7.500
66	84049	Alimentatore SWITCHING	79.000	9.000
		ALTA FEDELTA'		
11	80023/A	Amplificatore 60 W RMS con circuito ibrido "TOP-AMP"	65.000	6.900
11	80023/B	Amplificatore 30 W RMS con circuito ibrido "TOP-AMP"	59.000	6.900
16	9945	Preamplificatore 3 ingressi con controllo Toni, volume e filtri CONSONANT stereo	77.000	14.500
17	9954	Preamplificatore equalizzatore RIAA per testine magnetiche stereo	18.000	7.000
24	9874	Amplificatore stereo 2X 45W RMS "Elektornado"	54.000	12.500
28	81068	Minimixer stereo 3 ingressi stereo + 2 mono	95.000	36.700
31	81117/1/2	Compander HI-FI e riduttore di rumore HIGH-COM con alimentatore	160.000	99.000
31	9860	VU-METER a led per HIGH-COM (STEREO)	37.800	13.100
31	9817/1/2			
38/39	81570	Preamplificatore stereo HI-FI con alimentazione	51.000	13.000
41	82080	Riduttore di rumore DNR senza filtro	33.000	9.000
40	82089-1	Amplificatore HI-FI 100 W	55.000	8.500
40	82089-2	Alimentatore per ampli 100 W	29.000	8.000
47	82180	Amplificatore 140W HI-FI a VMOS-FET "crescendo"	124.000	15.300
48	83008	Temporizzatore e protezione casse acustiche per "crescendo"	48.000	9.200
49	83022/7	"Preludio" amplificatore per cuffie	34.200	12.400
49	83022/8	"Preludio" alimentazione	44.000	11.300
49	83022/9	"Preludio" ingressi	31.500	18.100
50/51	82539	Pre-ampli di elevata qualità per ascolta nastri	16.000	5.100
49	83022/1	Preludio: Bus	99.000	38.000
52	83022/6	Preludio: amplificatore di linea	31.000	16.000
49	83022/10	Preludio: indicatore audio tricolore	21.000	7.000
49	83022/5	Preludio: controllo toni	39.500	13.000
49	83022/4	Preludio: controllo toni e volume	58.000	12.000
49	83022/3	Preludio: pre-ampli fono per P.U. a magnete mobile	39.500	16.000
49	83022/2	Preludio: pre-ampli fono per P.U. a bobina mobile	32.000	13.000
55	83071/1/2/3	Visualizzatore di spettro	120.000	30.500
62/63	83552	Amplificatore microfonico con controllo toni	22.000	7.400
62/63	83563	Indicatore di temperatura per dissipatori termici	22.000	6.600
66	84041	Minicrescendo	90.000	14.300
		STRUMENTAZIONE DA LABORATORIO		
1	9453	Generatore di funzioni da 9 Hz a 220 KHz	64.000	10.800
16	79513	ROSMETRO per HF-VHF	9.500	2.200
17	80067	Digisplay: visualizzatore sequenziale di stati logici	16.000	6.200
17	80045	Termometro digitale/Termostato	99.000	8.000
17	79035	Millivoltmetro CA e generatore di segnali	17.000	3.600
24	80077	Prova transistor di lusso	35.000	7.800
25	80128	Tracciacurve per transistor	5.000	2.500
32	81173	Barometro digitale	85.000	10.500
32	81094	Analizzatore logico (Kit 81094/1/2/3/4/5)	263.000	—
23	80089/3	Alimentatore per analizzatore logico	36.000	9.000
33	81141	Oscilloscopio a memoria	110.000	13.900
32	79017	Generatore di treni d'onda	38.000	11.000
34	82011	Strumento a cristalli liquidi	50.000	—
35	82006	Oscillatore sinusoidale	52.000	6.000
36	82026	Frequenzimetro 30 MHz		8.800
37	82028	Frequenzimetro 150 MHz	—	16.000
35	82040	Modulo di misura per condensatori	—	7.200
—	FM77T	Modulo LCD per frequenzimetri 82026 e 82028	95.000	—
38/39	81523	Generatore casuale di numeri per analizz. logico	30.500	7.500
38/39	81577	Buffer d'ingresso per analizz. logico	41.900	7.000
38/39	81575	Strumento digitale universale a display-led	58.000	10.000
38/39	81541	Diapason a quarzo	26.000	5.100
40	82090	Tester per RAM 2114	19.000	5.800
44	82577	Tester trifase	27.000	9.200
45	82156	Termometro a cristalli liquidi	66.000	6.700
48	83006	Milli-ohmmetro	32.400	5.850
52	83037	Luxmetro a LCD	74.000	6.900
53	83052	Wattmetro elettronico	49.000	9.200
55	83067	Misuratore di energia	66.000	9.400
56	83083	Autotester	98.000	17.000
57	83103/1/2	Anemometro	72.000	18.000
61	84012-1-2	Capacimetro LCD da 1 pF a 20.000 µF	119.000	22.600
62/63	83551	Generatore di Figure Video	a ric.	a ric.
62/63	83561	Generatore RC	23.800	5.800
64	84024-2	Analizzatore in tempo reale sezione ingresso e alimentazione	45.000	12.200
64	84024-1	Analizzatore in tempo reale sezione filtro	69.000	15.000
65	84024-3	Analizzatore in tempo reale sezione display	240.000	45.000
65	84024-4	Analizzatore in tempo reale sezione base	140.000	57.000
65	84037-1-2	Generatore d'impulsi	132.000	37.000
66	84024-5	Analizzatore in tempo reale 3ª parte	54.000	9.900
66	84024-6	Analizzatore in tempo reale Display Video	85.000	20.500
		PROM-EPROM PROGRAMMATE		
	503	Monitor per Junior C. base (80089/1) 1x2708	20.000	
	504	Luci da soffitto (81012) 1x2708	20.000	
	506	"Tape monitor" (TM) per estensione Junior (81033/1) 1x2716	25.000	
	507N	"Printer monitor" (PM) per estensione Junior (81033/1) 1x2716	25.000	
	508	Indirizzo bus per estensione Junior (81033/1) 1x82S23	20.000	
	510	Frequenzimetro 150 MHz (82028)		

N. Riv.	EPS	PROM-EPROM PROGRAMMATE	Kit L.	Stampato
		2 x 82S23	30.000	
	511	Disassembler per Junior+estensione (80089+81033) e routine di programmazione EPROM per Junior + programmatore (82010) 1x2716	29.000	
	512	Orologio "Brava casalinga (81170/1/2) 1x2716	25.000	
	513	Tastiera polifonica (82105) 1x2716	25.000	
	514	Computer per camera oscura (81170 + 82141/1/2/3) 1 x 2716	25.000	
	515	Software dos per 82159	30.000	
	527	Elabirinto 84023/1/2	25.000	
		AUDIO-RADIO-TV		
2/3	77101	Amplificatore audio 4 W con TDA 2003	11.000	4.000
2/3	9525	Indicatore di picco a led	14.900	5.100
4	9860	VU-METER STEREO con UAA180 e preampli	37.800	13.100
4	9817/1/2			
8	79519	Sintonia digitale a tasti	40.000	13.000
18	80022	Amplificatore d'antenna a larga banda	7.500	2.800
26/27	80543	Amplificatore STAMP 200 mW	8.000	3.000
41	82077	SQUELCH automatico	14.500	5.650
41	82122	Ricevitore SSB per 14 MHz	—	15.000
45	82161/1	Convertitore SSB per 7 - 3,5 MHz→ 14 MHz	—	6.400
45	82161/2	Convertitore SSB per 21 - 28 MHz → 14 MHz	—	7.200
45	82144/1/2	Antenna attiva	33.000	9.500
23	80085	Amplificatore PWM	13.000	2.700
34	82015	Display a led con UAA170 e preampli	19.800	4.000
38/39	81515	Indicatore di picco per altoparlanti	9.950	4.500
56	83087	Personal FM	46.500	7.700
58	83114	Pseudo-stereo	29.800	5.800
59	83024	Ricevitore per bande marittime	—	15.000
59	83113	Amplificatore video	16.000	6.500
60	83133-1-2-3	Cosmetico per segnali audio	96.000	30.000
61	84018	Combinatore video	—	6.900
61	83124	Generatore di sincronismo video	18.500	6.900
64	84029	Modulatore video e audio UHF (quarzo escluso)	30.000	9.600
66	84040	Ricevitore per OC	—	13.000
		MUSICA		
18	80060	Chorosynt	145.000	66.500
30	81112	Generatore di effetti sonori (circ. generale)	28.000	6.000
34	82029	HIGH-BOOST (ampli-toni per chitarra)	21.000	6.000
35	82020	Miniorgano polifonico 5 ottave	66.000	10.000
35	9968-5	Alimentatore per miniorgano	16.000	5.600
—	—	Tastiera 5 ottave per miniorgano con c.s. per matrice diodi	100.000	—
40	82027	Sintetizzatore VCO	75.000	14.000
41	82031	Sintetizzatore VCF-VCA	75.000	14.000
42	82032	Sintetizzatore Modulo ADSR doppio	85.000	14.000
42	82033	Sintetizzatore Modulo LFO/NOISE	48.000	13.000
43	9729/1	Sintetizzatore Modulo COM	38.000	13.500
43	82078	Sintetizzatore Alimentatore	38.000	11.000
44	82106	Sintetizzatore Modulo antirimbalzo	—	8.500
44	82107	Sintetizzatore Circuito d'interfaccia	105.000	17.000
44	82108	Sintetizzatore Circuito di accordo	41.000	10.500
44	82105	Sintetizzatore Scheda CPU Z80A	135.000	25.500
45	82110	Sintetizzatore Bus per tastiera polifonica	—	10.100
40	82014	Preamplificatore ARTIST	132.000	36.000
47	82167	Accordatore per chitarra	69.000	7.600
50/51	82111	Unità d'uscita e keysoft per il polyformant	32.500	15.000
50/51	82112	D/A converter per tastiera polifonica	67.000	6.100
57	83095	Quantisizer	131.000	12.000
58	83107/1/2	Metronomo elettronico	94.000	15.300
59	83120-1-2	Disco phaser	79.000	24.600
		COMPUTER		
23	80089/1	Junior computer base	230.000	31.500
23	80089/2	Junior computer display	29.000	6.000
23	80089/3	Junior computer alimentatore	40.000	9.000
46	81033/1/2/3	Junior computer estensione	285.000	72.700
8	9965	Tastiera ASCII	—	26.000
8	9966	Elekterminal	235.000	30.000
9	79038	Estensione delle pagine dell'Elekterminal	140.000	17.000
7	9967	Modulatore TV UHF-VHF	21.000	5.700
29	80120	8k RAM + 8k EPROM con 2716	228.000	40.000
7	80024	BUS-BOARD per Junior	—	17.000
41	82017	Scheda 16k RAM dinamica	112.000	14.800
37	82010	Programmatore di EPROM 2716/2732	78.000	19.000
34	81594	Scheda ad inserzione per programmazione 2716	20.000	4.950
36	82019	IPROM: 2k RAM C-MOS autoalimentata	52.000	6.000
40	82093	Minischeda EPROM	29.800	4.900
7	9985	Scheda 4k RAM	—	30.000
26/27	80556	Programmatore di PROM 82S23	82250	12.000
42	81170/1/2	Orologio a microprocessore	210.000	21.500
46	81170/1	Computer per camera oscura: scheda CPU	132.000	14.800
46	82141/1/2/3	Computer per camera oscura: tastiera, interfaccia, display	75.600	28.800
47	82142/1/2/3	Computer per camera oscura: fotom. termom. e temporizz.	75.000	17.300
47	82159	Interfaccia per floppy disk	—	15.600
49	83011	MODEM acustico per telefono	99.000	18.300
49	82190	VAM: modulatore video audio	54.000	9.900
52	83014A	Scheda di memoria universale senza alim. autonoma con 8 x 2732	230.000	24.000
52	83014B	Scheda di memoria universale con alim. autonoma con 8 x 6116	340.000	24.000
54	83058	Tastiera ASCII completa	240.000	58.000
54	83054	Convertitore Morse completo di µA	50.000	9.900

N.Riv.	EPS		Kit L.	Stampato
54	83044	Decodifica RTTY	69.000	10.800
56	83082	Scheda DVU	217.500	38.200
57	83106	Interfaccia per FSK	34.400	9.700
57	83101	Interfaccia cassette per BASICODE	9.800	5.200
58	83108/1/2	Scheda CPU	269.000	40.000
59	83102	Scheda bus a 64 conduttori	—	28.000
60	83134	Registratore a cassetta digitale	49.000	15.000
64	84017	Cancellatore intelligente di EPROM	136.000	19.900
64	84023-1-2	Elabirinto	a ric.	a ric.

N.Riv.	EPS	AZIONAMENTI E CONTROLLO	Kit L.	Stampato
9	9974	Rivelatore di prossimità	23.000	9.300
12	79093	Timer controller programmabile	99.000	12.000
13	80086	Temporizzatore intelligente per tergicristallo	54.000	9.900
13	80101	Indicatore di tensione della batteria	26.000	5.300
21	9499	Porta luminosa a infrarossi (alimentazione)	19.000	9.000
21	9862/1/2	Porta luminosa a infrarossi rice-trasmettitore	39.000	8.000
28	81005	Campanello a sensore	15.000	3.000
29	81101/1/2	Temporizzatore di processo	48.000	9.000
29	81110	Rivelatore di movimento	30.000	5.600
31	81013	Economizzatore di carburante	22.000	7.000
33	81171	Contagiri avanti - indietro	120.000	14.000
42	82138	Starter elettronico per fluorescenti	9.000	5.000
43	82128	Variatore di luminosità per fluorescenti	32.000	6.000
43	82091	Antifurto per auto con relais 15A	40.000	8.000
44	82131	Relais allo stato solido	16.000	5.500
44	82146	Rivelatore di gas	39.000	7.000
34	82004	Timer per camera oscura	59.000	8.700
50/51	82549	Flash asservito	11.500	4.700
56	83069/1	Ripetitore di chiamata: Trasmettitore	28.500	6.100
56	83069/2	Ripetitore di chiamata: ricevitore	38.000	5.800
57	83088	Regolatore elettronico per alternatore	16.600	6.300
58	83104	Flash azionato dal telefono	26.000	7.600
59	83123	Avvisatore di gelo	21.000	6.800
61	84009	Contagiri per auto diesel	12.900	4.900
62/63	83553	Generatore di luce costante	a ric.	a ric.

N. Riv.	EPS	GADGET ed EFFETTI LUMINOSI	Kit L.	Stampato
4	9970	Oscillographic (figure di Lissajons)	31.000	6.000
16	79033	Quiz master	13.000	3.000
28	81073	Poster che danza (basetta)	35.000	7.000
28	81073/P	Poster	—	7.000
28	81085/1	Il grande VU-METER base	42.000	8.300
28	81085/2	Il grande VU-METER estensione a 240 V	57.000	8.600
28	81012	Luci da soffitto	150.000	25.000
33	81155	Controllo disco lights (psichedeliche)	40.000	9.650
36	82046	Carillon elettronico	50.000	6.800
61	84007-1a	Figure "Disco Light" programmabile 30 canali: base	268.000	25.000
61	84007-1b	Figure "Disco Light" programmabile 7 canali: base	128.000	25.000
61	84007-2	Figure "Disco Light" programmabile Display	65.000	9.500
64	84019	Scheda di controllo a TRIAC	64.000	16.000

		VARIE		
20	81002	Dissolvenza programmabile per diapositive	120.000	19.900
31	9956/80512	Doppia dissolvenza per diapositive	45.000	8.000
46	82157	Illuminazione per ferromodelli	55.000	12.000
24	80069	Sistema intercom	—	4.900
31	81142	Scrambler	32.000	8.000
44	82147/1	Sistema telefonico interno: postazione	—	9.500
44	82147/2	Sistema telefonico interno: alimentazione	—	4.900
34	80133	Transverter per 70 cm.	—	37.000
35	81150	Generatore di radiofrequenza	25.000	8.000
37	82043	Amplificatore RF 10 W per 70 cm.	—	14.300
34	82009	Amplificatore telefonico a induzione	18.000	4.700
58	83110	Alimentatore per ferromodelli	44.000	11.700

		PANNELLI FRONTALI		
1	9453/F	per generatore di funzioni	—	8.900
16	9945/F	per consonant	—	11.500
40	82014/F	per ARTIST	—	6.200

Codice	Descrizione	Prezzo Kit	Prezzo EPS
ELEKTOR N. 66 NOVEMBRE 1984			
84024-5	ANALIZZATORE IN TEMPO REALE 3ª PARTE	54.000	9.900
84024-6	ANALIZZATORE IN TEMPO REALE DISPLAY VIDEO	85.000	20.500
84040	RICEVITORE PER OC	—	13.000
84041	MINICRESCENDO	90.000	14.300
84049	ALIMENTATORE A COMMUTAZIONE	79.000	9.000
ELEKTOR N. 67 DICEMBRE 1984			
84048	SEGNALATORE PORTATILE DI PERICOLO	48.000	7.900
84054	AMPLIAMENTI PER ZX	—	10.600
84055	INTERFACCIA PER STAMPANTE A MARGHERITA	—	13.600
84063	MICROFONO SENZA FILI (QUARZO COMPRESO)	56.000	10.200

Codice	Descrizione	Prezzo Kit	Prezzo EPS
ELEKTOR N. 68 GENNAIO 1985			
84071	FILTRO CROSS-OVER ATTIVO	74.000	14.300
84079/1/2	CONTAGIRI DIGITALE LCD	75.000	21.000
84081	FLASH METER	89.000	10.800
84073	SALVALAMPADINE (1ª versione)	10.800	5.500
84083	SALVALAMPADINE (2ª versione)	8.500	4.500
ELEKTOR N. 69 FEBBRAIO 1985			
84084	INVERTITORE VIDEO A COLORI	44.000	10.600
84075	RIPULITORE DI IMPULSI DA CASSETTA PER ZX81	44.000	11.800
84078	CONVERTITORE RS232/CENTRONICS	116.000	17.400
84089	PREAMPLIFICATORE DINAMICO	22.000	6.000
84088	SPAVENTA LADRI	16.500	6.000

QUESTI CIRCUITI STAMPATI SONO DISPONIBILI A PREZZI SCONTATI FINO AD ESAURIMENTO. PER INFORMAZIONI RIVOLGERSI AI DISTRIBUTORI ELENCATI NELLA PAGINA SEGUENTE.

HB 11	2/3	Ampli HI-FI 3 W + 3 W
HB 13	2/3	Pre-stereo + toni
HD 4	2/3	Generatore di frequenza a quarzo
1471	1	Sintetizzatore di vaporiera
1473	1	Fischi per treno
4523	1	
9831	1	Foto di KIRLIAN
9192	19	Controllo a tocco di toni e volume
9325	6	Campanello BIG-BEN
9329	19	Sonda logica
9344/2	5	Tamburo elettronico
9344/3	5	Generatore di ritmi
9368	19	Relais a prossimità
9369	19	Ricevitore onde medie
9398/9399	2/3	PRECO: pre-ampli stereo
9423	19	Antenna FM per interni
9753	10	Biglia elettronica
9491	5	Segnalatore per parchimetri
9797	4	Timer per camera oscura
9840	21	Temporizzatore per foto
9885	7	Scheda 4 k RAM
9906	7	Alimentatore per MICRO-BASIC
9911	23	Pre-ampli stereo RIAA
9913/1	10	
9913/2	10	Unità di riverbero digitale
9927	4	Frequenzimetro 1 MHz 4 cifre
9932	25	Analizzatore audio
9950/1	16	
9950/2	16	Sistema d'allarme centralizzato
9950/3	16	
9952	4	Saldatore termostato
9955	18	Dimmer 220 V - 400 W
9968/1	21	TV scopio: ingresso
9968/2/3/4/5	21	TV scopio: generale
9969/1	25	
9969/2	25	TV scopio: ampliamento
9969/3	25	
9987/1/2	7	Ampli-telefonico
9988	8	Prova di destrezza
78003	9	Lampeggiatore di emergenza
78041	1	Tachimetro per bicicletta
79006	7	Gioco prova forza
79019	10	Generatore sinusoidale
79024	12	Carica-batterie Ni-Cd
79039	11	Telecomando autocontroll
79040	10	Modulatore ad anello
79053	21	TOTO-ORACOLO
79070	11	AMPLI 72 W
79071	11	PRE-AMPLI
79073	7	Computer per TV-GAME
79073/1	7	Computer alimentatore
79073/2	7	Computer tastiera
79075	6	Microcomputer BASIC
79077	9	Effetti sonori
79082	9	Decoder stereo
79095	9	Campanello a 128 note
79114	14/15	Moltiplicatore di frequenza
79505	14/15	Ammutolitore per Disc-Jockey
79509	14/15	Ampli per servocomandi
79514	9	Gate-dip meter
79517	14/15	Carica-batterie Pb
79650	11	Converter da OC a OM
80009	12	Sewar (effetti sonori)
80018/1/2	13	Antenna per auto
80031	12	TOP PRE-AMP
80050	20	Interfaccia cassette per MICRO-BASIC
80065	19	Duplicatore di frequenza
80076/1/2	37	Antenna attiva a Omega
80096	13	Misuratore del consumo di carburante
80102	13	Probe ad astina
80109	13	Protezione per batteria
80112-1-2	29	Estensione interfaccia cassette
80502	25	Scatola musicale
80505	26/27	Ampli a V-Fet 40 W
80506	26/27	Ricevitore super-reattivo
80514	30	Alimentatore professionale
80515/1/2	26/27	Illuminazione per vetrine
81008	29	Tap multicanale
81019	35	Controllo per pompa di riscaldamento
81024	31	Allarme per frigo
81032	33	Lettore di mappe
81042	22	Genio nel barattolo
81043/1/2	22	Il misuratore
81044	22	Il multigioco
81047	22	Termometro da bagno
81048	22	Cornamusa
81049	22	Carica batterie al Ni-Cd
81051	22	Xilofono
81082	28	Ampli 200 W
81105-1-2	29	Voltmetro a 2 1/2 cifre
81105/81156	33	Voltmetro + frequenzimetro
81123	32	Accoppiatore di transistor
81124	24	Gioco degli scacchi
81128	35	Alimentatore 0-20 V - 2 A
81130	35	Gallo sveglia da campeggio
81143	32	Estensione TV-GAMES
81158	35	Sbrinatore per frigo
81506	38/39	Controllo di velocità
81525	38/39	Sirena HI-FI
82005	34	Velocità di otturazione
82039/1/2	37	Sistema interfonico
82068	37	Interfaccia per scheda parlante
82069	40	Termostato per camera oscura
82094	42	Interfaccia audio TV
82121	43	Orologio parlante
82133	43	Fischietto elettronico per cani
82558/1	43	BUS di estensione per TV-GAME
80021/1/2	10	Indicatore digitale di sintonia
80068/1/2/3/4/5	18	Vocoder
81027/1/2	29	Rivelatore di fenomeni sordi e sonori
81071	29	Generatore di rumore per Vocoder

Gli stampati che non compaiono in questo elenco sono definitivamente esauriti.

TAGLIANDO D'ORDINE EPS-ESS-KIT da inviare a uno dei punti di distribuzione elencati sulla rivista e contrassegnato dalla freccia (→)

Nome Cognome

Indirizzo

Cap. **Città** **Provincia**

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

Data ____________________

Inviatemi il seguente materiale, pagherò al postino l'importo relativo + spese di spedizione.

Firma ____________________

Codice	Quantità

PUNTI DI VENDITA DEI CIRCUITI STAMPATI E DEI KIT RELATIVI AI PROGETTI PUBBLICATI DA ELEKTOR

I rivenditori contrassegnati da una (→) effettuano la vendita per corrispondenza.

CAMPANIA

ELEKTRON LANDI & C. s.a.s.
Via Alfonso Balzico, 25
84100 **SALERNO**
Tel. 089/238632

N.D. ELETTRONICA di Nino de Simone
Via Sabato Robertelli, 17/B
84100 **SALERNO**

→ **PM ELETTRONICA sdf**
Via Nicola Sala, 3
82100 **BENEVENTO**
Tel. 0824/29036

→ **SOCIETA' MEA**
Via Roma, 67
81100 **CASERTA**
Tel. 0823/441956

EMILIA-ROMAGNA

B.M.P. s.n.c. di Benevelli & Prandi
Via Porta Brennone, 9/B
42100 **REGGIO EMILIA**
Tel. 0522/46353

E.T.F. di Tabellini Franco
Via del Prete, 77
47033 **CATTOLICA (FO)**
Tel. 0541/963389

N.E.S. di Mastantuono & C.
Via S. Corbari, 3
47037 **RIMINI (FO)**
Tel. 0541/777423

→ **DITTA PROCEEDING ELECTRONIC SYSTEM**
Via Bergamini, 2
41030 **S. Prospero (MO)**
Tel. 059/908407

ELETTROMECCANICA M & M snc
Via Scalabrini, 50
29100 **PIACENZA**
Tel. 0523/25241

FLAMIGNI ROBERTO
Via Petrosa, 401
48010 **S. Pietro in Campiano (RA)**
Tel. 0544/576834

FRIULI VENEZIA GIULIA

→ **B. & S.**
V.le XX Settembre, 37
34170 **GORIZIA**
Tel. 0481/32193

LAZIO

→ **PANTALEONI ALBO**
Via Renzo da Ceri, 126
00176 **ROMA**
Tel. 06/272902

→ **REEM**
Via di Villa Bonelli, 47
00149 **ROMA**
Tel. 06/5264992

LIGURIA

→ **NUOVA ELETTRONICA LIGURE srl**
Via A. Odero, 22/24/26
16129 **GENOVA**
Tel. 010/565572

DITTA NEWTRONIC snc
Piazza N. Sauro, 4
16033 **CAVI DI LAVAGNA (GE)**
Tel. 0185/305763

LOMBARDIA

→ **CENTRO KIT ELETTRONICA snc**
Via Ferri, 1
20092 **CINISELLO BALSAMO (MI)**
Tel. 02/6174981

C.S.E. F.lli Lo Furno
Via Maiocchi, 8
20129 **MILANO**
Tel. 02/2715767

ELETTRONICA SAN DONATO di Baroncelli Claudio
Via Montenero, 3
20097 **San Donato Milanese (MI)**
Tel. 02/5279692

NEW ASSEL
Via Cino da Pistoia, 16
20162 **MILANO**
Tel. 02/6433889

SAVA snc
Via P. Cambiasi, 14/3
20131 **MILANO**
Tel. 02/2894712

NUOVA NEWEL s.a.s.
Via Dupré, 5
MILANO
Tel. 02/3270226

PIEMONTE

→ **CED Elettronica**
Via XX Settembre, 5/A
10022 **CARMAGNOLA (TO)**
Tel. 011/9712392

→ **PINTO**
Corso Prin. Eugenio, 15 Bis
10122 **TORINO**
Tel. 011/541564

PUGLIA

→ **R.A.C. di Franco Russo**
C.so Giannone, 91A
71100 **FOGGIA**
Tel. 0881/79054

"Zero dB" s.n.c.
Via Beato Casotti, 1
71036 Lucera (FG)

SICILIA

ELETTRONICA AGRO'
Via Agrigento, 16/F
90141 **PALERMO**
Tel. 091/250705

TOSCANA

COSTRUZIONI ELETTRONICHE LUCCHESI
Via G. Puccini, 297
55100 **S. Anna (LU)**
Tel. 0583/55857

C.P.E. ELETTRONICA s.a.s.
Via S. Simone, 31
(Ardenza)
57100 **LIVORNO**
Tel. 0586/50506

SEPI di Ristori
Via Lorenzetti, 5
52100 **AREZZO**
Tel. 0575/354214

MATEX ELETTRONICA PROFESSIONALE
Via Saffi, 33
56025 **Pontedera (PI)**

VENETO

→ **A.P.L. s.r.l.**
Via Tombetta, 35/A
37135 **VERONA**
Tel. 045/582633

R.T.E. ELETTRONICA
Via A. da Murano, 70
35100 **PADOVA**
Tel. 049/605710

anno 6 n° 69 Febbraio 1985

Direttore responsabile: Paolo Reina
Redattore capo dell'ediz. internazionale: Paul Holmes
Redazione italiana: Daniele Fumagalli
Staff di redazione: J. Barendrecht, G.H.K. Dam, P.E.L. Kersemakers, E. Krempelsauer, G. Nachbar, A. Nachtmann, K. Walraven.

Aut. Trib. di Milano n. 19 del 15-1-1983
Spedizione in abbonamento postale gruppo III/70
Concessionaria esclusiva per la distribuzione in Italia
Sodip - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
Fotocomposizione: Lineacomp S.r.l. - Via Rosellini, 12 - 20124 Milano
Stampa: Litografica s.r.l. - Busto Arsizio (MI)
Prezzo della rivista: L. 3.000/6.000 (numero doppio)
Numero arretrato L. 6.000

DIRITTI DI RIPRODUZIONE
Italia: Gruppo Editoriale Jackson - Via Rosellini, 12 - 20124 Milano
Francia: Société des Publications Elektor sarl, Route Nationale, Le Seau 59270 Bailleul.
Inghilterra: Elektor Publishers Ltd, Canterbury, CT1 1PE Kent.
Germania: Elektor Verlag Gmbh, 5133 Gangelt
Olanda: Elektuur B.V., 6190 AB Beek
Spagna: Elektor C/Av. Alfonso XIII, 141 Madrid - 16
Grecia: Elektor, Karaiskaki 14, Voula, Athene

Lettera C - D.P.R. 633/72. IVA assolta dall'Editore - Art. 74, 1° Comma.

ABBONAMENTI	Italia	Estero
Abbonamenti annuali	L. 29.000	L. 43.500

I versamenti vanno indirizzati a: Gruppo Editoriale Jackson - Via Rosellini, 12 - 20124 Milano mediante l'acclusione di assegno circolare, vaglia o utilizzando il conto corrente postale n° 11666203

UFFICIO ABBONAMENTI
Tel. 02-6880951/5 linee ric. automatica

CAMBIO DI INDIRIZZO
I cambi d'indirizzo devono essere comunicati almeno con sei settimane di anticipo. Menzionare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo aggiungendo, se possibile, uno dei cedolini utilizzato per spedire la rivista.
Spese per cambi d'indirizzo: L. 500

DOMANDE TECNICHE
Aggiungere alla richiesta L. 500 in francobolli e l'indirizzo del richiedente; per richieste provenienti dall'estero, aggiungere, un coupon-risposta internazionale.

TARIFFE DI PUBBLICITA' (nazionali ed internazionali)
Vengono spedite dietro semplice richiesta indirizzata alla concessionaria esclusiva per l'Italia:
J. Advertising - Via Restelli, 5 - 20124 Milano -
Tel. 02-6882895-6882458-6880606 - Telex: 316213 REINA I
per USA e Canada:
International Media Marketing 16704 Marquardt Avenue P.O. Box 1217 Cerritos, CA 90701 (213) 926-9552

GRUPPO EDITORIALE JACKSON S.r.l.
MILANO - LONDRA - S. FRANCISCO

DIREZIONE, REDAZIONI, AMMINISTRAZIONE
Via Rosellini, 12 - 20124 Milano - Telefoni 680368 - 680054 - 6880951/2/3/4/5
Telex 333436 GEJ IT
SEDE LEGALE Via G. Pozzone, 5 - 20121 Milano

DIREZIONE EDITORIALE
Daniele Comboni

DIREZIONE DIVISIONE PERIODICI
Dario Tiengo

DIREZIONE DIVISIONE LIBRI E GRANDI OPERE
Roberto Pancaldi

DIREZIONE AMMINISTRATIVA
Giuliano Di Chiano

CONSOCIATE ESTERE
U.S.A.
GEJ Publishing Group, Inc. 1307 South Mary Avenue Sunnyvale, CA 94087
Tel. (408) 7730103-7730138 Telex 0025/49959972 GEJ PUBL SUVL

U.K.
GEJ Publishing Ltd 18/Oxford Street London WIR 1AJ
Tel. (01) 4392931 Telex (051) 21248

Il Gruppo Editoriale Jackson è iscritto nel registro Nazionale della stampa al n. 117 vol. 2 foglio 129 in data 17.8.1982

Associato all'Uspi Unione Stampa Periodica Italiana

decodifica

Cos'è un TUP?
Cosa significa 3k9?
Cos'è il servizio EPS?
Cosa vuol dire DT?
Cosa si intende per il torto di Elektor?

Tipi di semiconduttori

Le abbreviazioni TUP, TUN, DUG, DUS si trovano impiegate spesso nei circuiti di Elektor. Esse si riferiscono a tipi di transistori e diodi di impiego universale, che hanno dati tecnici corrispondenti tra loro e differiscono solo per il tipo di contenitore e per i collegamenti ai piedini. Le prestazioni limite inferiori dei componenti TUP-TUN, DUG-DUS sono raccolte nelle tabelle I e II.

Tabella I. Prestazioni minime per i TUP e TUN.

U_{CEO} max	20 V
I_C max	100 mA
h_{fe} min	100
$P_{tot.}$ max	100 mW
f_T min	100 MHz

Esempi di elementi TUN:
BC 107 (-8, -9), BC147 (-8, -9), BC 207 (-8, -9), BC237 (-8, -9), BC 317 (-8, -9), BC347 (-8, -9), BC 547 (-8, -9), BC171 (-2, -3), BC 182 (-3, -4), BC382 (-3, -4), BC 437 (-8, -9), BC414

Esempi di elementi TUP:
BC177 (-8, -9), BC157 (-8, -9), BC204 (-5, -6), BC307 (-8, -9), BC320 (-1, -2), BC350 (-1, -2), BC557 (-8, -9), BC251 (-2, -3), BC212 (-3, -4), BC512 (-3, -4), BC261 (-2, -3), BC416

Tabella II. Prestazioni minime per i DUG ed i DUS

	DUG	DUS
U_R max	20 V	25 V
I_F max	35 mA	100 mA
I_R max	100 µA	1 µA
P_{tot} max	250 mW	250 mW
C_D max	10 pF	5 pF

Esempi di elementi DUG:
OA85, OA91, OA95, AA116

Esempi di elementi DUS:
BA127, BA217, BA317, BAY61
BA217,
1N914, 1N4148

Molti semiconduttori equivalenti tra loro hanno sigle diverse. Trovandosi in difficoltà a reperire in commercio un tipo speciale, viene fornito su Elektor, dove possibile, un tipo universale. Come esempio ci si può riferire al tipo di circuito integrato 741, il quale può essere siglato: µA 741, LM 741, MC 741, MIC 741, RM 741, SN 72741 ecc.

Valori delle resistenze e dei condensatori

L'espressione dei valori capacitivi e resistivi avviene senza uso della virgola. Al posto di questa, vengono impiegate le abbreviazioni di uso internazionale:

p	(pico)	$= 10^{-12}$
n	(nano)	$= 10^{-9}$
µ	(micro)	$= 10^{-6}$
m	(milli)	$= 10^{-3}$
k	(chilo)	$= 10^{3}$
M	(mega)	$= 10^{6}$
G	(giga)	$= 10^{9}$

Alcuni esempi di designazione dei valori capacitivi e resistivi:
3k9 = 3,9 kΩ = 3900 Ω
0Ω33 = 0,33 Ω
4p7 = 4,7 pF
5n6 = 5,6 nF
4µ7 = 4,7 µF

Dissipazione delle resistenze: 1/4 Watt (in mancanza di diversa prescrizione).
La tensione di lavoro dei condensatori a film plastico, deve essere di circa il 20% superiore alla tensione di alimentazione del circuito.

Dati in tensione continua

I valori di tensione continua forniti in un circuito, devono ritenersi indicativi, quindi il valore misurato se ne può scostare entro i limiti del ± 10% (lo strumento di misura dovrebbe avere una resistenza interna ⩾ di 20 kΩ/V).

Servizio EPS

Numerosi circuiti pubblicati sono corredati della basetta stampata. Elektor ve la fornisce già pronta, pubblicando ogni mese l'elenco di quelle disponibili sotto la sigla EPS (dall'inglese Elektor Print Service, servizio circuiti stampati Elektor). Il montaggio dei circuiti viene alquanto facilitato dalla serigrafia della disposizione dei componenti, dalla limitazione delle aree di saldatura e dalla riproduzione delle piste conduttrici riportata sul lato componenti.

Servizio tecnico lettori

- Domande tecniche (DT) possono essere evase sia per iscritto che oralmente durante le ore dedicate alla consulenza telefonica. La redazione rimane a disposizione ogni venerdì dalle ore 13.30 alle 17.00.
- Il torto di Elektor fornisce tutte le notizie importanti che arrivano dopo l'uscita di un articolo, e che vengono riferite al lettore quanto prima è possibile.

Ultime novità sull'auto robot della DARPA

Electronics Week, 5 novembre 1984. Da un articolo di David M. Weber.

Denver - La fantascienza è stata a lungo ossessionata dall'idea di un veicolo robot che possa vagare sul campo di battaglia per confondere il nemico. I piani per lo sviluppo di un tale veicolo sono ormai avviati presso la DARPA.
Il progetto è stato battezzato ALV (Autonomous Land Vehicle = Veicolo terrestre autonomo), e la DARPA ha recentemente assegnato il primo contratto per la costruzione dei "cervelli" di questo veicolo. La Martin Marietta Denver Aerospace Inc. svilupperà la parte hardware pensante, che permetterà al veicolo ALV di funzionare senza l'intervento umano. La Denelcor Inc, sempre di Denver, metterà a frutto la sua esperienza nel campo dell'intelligenza artificiale, sotto un contratto di consulenza con la Martin Marietta. Potrà anche essere cooptato un altro fabbricante di supercomputer, la già citata Cray Research Inc., perché è previsto che l'ALV possa trarre profitto dalla sua esperienza riguardante l'intelligenza artificiale.
Secondo R. David Lowry, direttore dei Programmi Speciali alla Denelcor Inc. di Aurora, Colorado, la sfida principale consiste nello scrivere il software per un'efficace elaborazione in parallelo. Infatti, soltanto ammucchiando componenti, od anche miniaturizzandoli, non sarà possibile raggiungere lo scopo; la potenza di elaborazione potrebbe essere moltiplicata per centinaia di volte rispetto alle attuali macchine, agendo soltanto sui componenti, ma la potenza dovrà invece aumentare di parecchi ordini di grandezza.

Figura: Nessuno a bordo. Il veicolo terrestre autonomo della DARPA si sceglie il percorso sul terreno accidentato, ed esegue compiti di spionaggio sul campo di battaglia.

Silicio od arseniuro di gallio

Un'altra necessità che si affaccia nella progettazione di apparecchiature destinate ad un veicolo, è quella di avere un'elevata concentrazione di potenza in un piccolo spazio. Uno degli approcci consiste nell'usare l'arseniuro di gallio. Questa potrebbe essere la via per ridurre le dimensioni dell'hardware. Il GaAs ha una resistenza alle radiazioni maggiore di quella del silicio, e questa è una caratteristica molto utile sul campo di battaglia.
Per non smettere troppo prematuramente il discorso del silicio, la Martin Marietta prevede di sviluppare un'architettura di elaborazione in parallelo, usando la tradizionale tecnologia del silicio, che permetterebbe di risparmiare gli sforzi per elaborare nuove tecniche di fabbricazione del GaAs. Il tema principale è di passare da un'elaborazione vettoriale, che utilizza una sola funzione di intelligenza artificiale alla volta, ad un'architettura parallela, che permetterebbe un funzionamento autonomo dell'ALV.
Per il momento, la DARPA progetta un veicolo a ruote, ma l'ALV potrebbe, in fin dei conti, essere anche equipaggiato con gambe. Il programma degli esperimenti è il seguente: nel 1985, il veicolo dovrebbe essere in grado di percorrere una strada asfaltata a 10 km/h, in quanto le sue qualità visive saranno ancora rudimentali. Un anno dopo, dovrebbe raddoppiare la velocità ed essere in grado di evitare la maggior parte degli ostacoli. Nel 1989, la DARPA prevede di poter disporre di un prototipo veramente autonomo: l'ALV dovrebbe viaggiare fuori strada ad una velocità di 50 km/h, evitando o

superando quasi tutti gli ostacoli che potrebbe incontrare su un moderno campo di battaglia.

Un supplemento di AI

Sorprendentemente, un veicolo a ruote necessita di una maggior quantità di intelligenza artificiale rispetto ad uno munito di gambe (anche se i requisiti di carattere meccanico sono meno stringenti per il veicolo a ruote); il motivo è che le ruote non permettono di arrampicarsi su un ostacolo, ma impongono quasi sempre di aggirarlo. Sfortunatamente, l'attuale generazione di "pedoni meccanici", come l'enorme mostro a sei gambe, dal peso di circa due tonnellate e mezza, che è stato sviluppato presso l'Università dell'Ohio, non possiede la coordinazione necessaria per sopravvivere in un ambiente ostile. Inoltre, il movimento delle gambe deve essere telecomandato. L'intenzione della DARPA è invece di costruire un veicolo che pensi in modo autonomo: che scelga il percorso fuoristrada, che scelga i bersagli tenendo conto della loro minaccia potenziale, o del loro valore, e che raccolga una vasta messe di informazioni visuali e di spionaggio elettronico nei riguardi del nemico.

Più cervelli

Questo è il settore in cui i fabbricanti di supercomputer vedono la loro occasione.
Il problema di sviluppare abbastanza AI da permettere al veicolo di muoversi in maniera autonoma è molto più difficile di quanto la gente possa immaginare. Si tratta di mettere a punto tecniche di elaborazione di segnali che sono enormemente complesse: le previsioni sono di ridurre computer attualmente ancora piuttosto ingombranti alle dimensioni di un odierno calcolatore da tavolo, ed in questo compito di miniaturizzazione sarà molto d'aiuto la tecnologia dell'arseniuro di gallio.
Questi ultimi sono obiettivi il cui raggiungimento è previsto per la metà degli anni '90.

Per definizione, un diapason è una forchetta metallica a due rebbi, che viene messa in vibrazione in modo che produca un suono adatto ad accordare strumenti o dare il tono alla voce. La nota emessa dal diapason è pressoché pura, poiché manca delle armoniche superiori che di solito sono presenti nelle note emesse dai normali strumenti musicali. Il progetto presentato in questo articolo costituisce una modifica rispetto all'oggetto originale, sotto due importanti punti di vista: i due rebbi si sono trasformati in due circuiti elettronici e, invece di un'unica nota, è possibile emettere una serie di frequenze comprese tra 32 e 7902 Hz, separate da intervalli di un semitono.

diapason ...
...con rebbi elettronici

Uno dei due "rebbi" del diapason è un oscillatore di riferimento molto stabile, controllato mediante un quarzo da 4 MHz, mentre l'altro consiste semplicemente in un amplificatore audio pilotato da un microfono a condensatore di elettrete. I segnali d'uscita di questi circuiti sono applicati ad un comparatore di frequenza.

Alcune informazioni di base

Tutti gli strumenti musicali producono suoni che non sono formati esclusivamente da note pure (come quella emessa dal diapason), ma da una miscela della nota fondamentale e di certe altre frequenze armoniche. Questa miscela è una caratteristica fondamentale di un determinato strumento, ed infatti determina le differenze di tono e di "colore" tra gli strumenti. Sarà sufficiente che suoniate la stessa nota con un violino e con uno xilofono, per capire cosa vogliamo dire.
Le armoniche vengono generate perché una corda vibrante od una colonna d'aria non vibrano soltanto nella loro intera lunghezza, ma anche secondo frazioni di essa (1/2, 1/3, 1/4, eccetera). La vibrazione della lunghezza totale fornisce la nota più bassa (fondamentale), che talvolta è chiamata "prima armonica". Le altre armoniche, cioè la seconda, la terza, la quarta e così via, sono situate ad intervalli fissi al di sopra della fondamentale: un'ottava al di sopra di questa, poi esattamente una quinta al di sopra di questa, e così via diminuendo fino all'infinito.
L'accordatura di uno strumento musicale viene effettuata alla frequenza fondamentale, cosicché se, per esempio, deve essere accordata una corda di un pianoforte, la sua frequenza fondamentale viene confrontata con la frequenza emessa dall'oscillatore di riferimento del diapason. Questo procedimento origina due problemi: (1) l'onda fondamentale deve essere estratta per filtrazione dal suono composito generato dalla corda del pianoforte e, (2), il comparatore di frequenza funziona esclusivamente con onde rettangolari, perciò la nota dovrà essere convenientemente convertita. Un tipico suono composito è illustrato nella parte alta della Figura 1; la metà inferiore di questa figura mostra gli impulsi rettangolari che risultano quando il suono viene applicato ad un circuito di trigger. La serie irregolare di

1

Figura 1. Il suono della musica consiste in una miscela della frequenza fondamentale con determinate armoniche, e la composizione di questa miscela differisce da uno strumento all'altro. Un circuito di trigger converte il segnale in una serie irregolare di impulsi rettangolari.

2

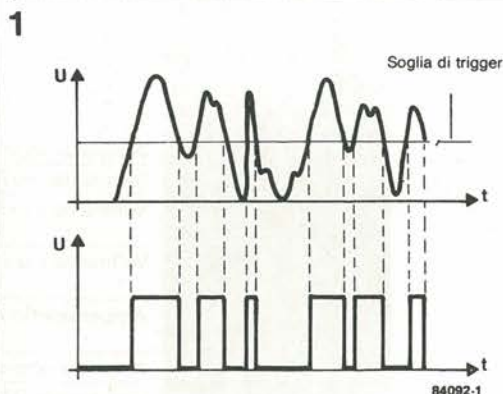



Figura 2. Come la sua controparte meccanica, il nostro diapason ha due rebbi (elettronici). L'oscillatore di riferimento ne forma uno, mentre l'altro elabora il suono proveniente dallo strumento da accordare. Se i segnali dei due "rebbi" sono uguali, lo strumento ad indice segnerà zero.

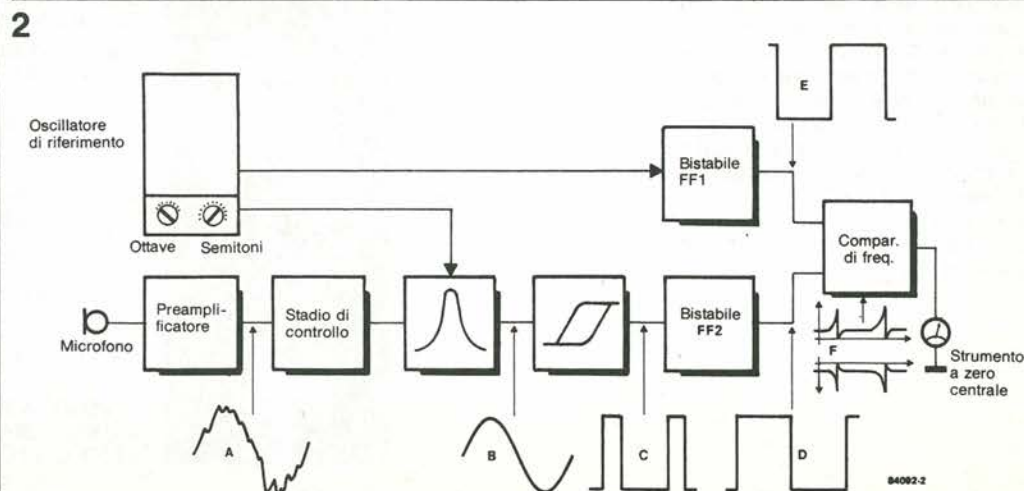
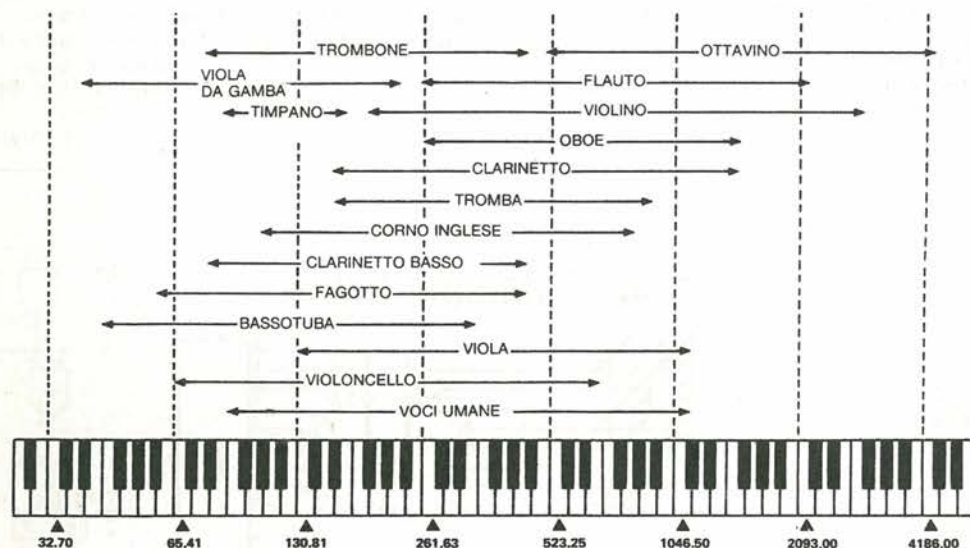



Tabella 1.

Frequencies in Hz of the chromatic scale over eight consecutive octaves

Ottave \ Nota	Do	Do diesis	Re	Re diesis	Mi	Fa	Fa diesis	Sol	Sol diesis	La	La diesis	Si
+4	4186.00	4434.91	4698.62	4978.02	5274.05	5587.64	5919.90	6271.91	6644.86	7039.99	7458.60	7902.12
+3	2093.00	2217.46	2349.31	2489.01	2637.00	2793.80	2959.93	3136.00	3322.48	3520.00	3729.31	3951.10
+2	1046.50	1108.73	1174.70	1244.55	1318.50	1396.90	1479.96	1568.00	1661.24	1760.00	1864.66	1975.50
+1	523.25	554.36	587.33	622.25	659.26	698.46	740.00	784.00	830.61	880.00	932.33	987.77
0	261.63	277.19	293.66	311.12	329.63	349.23	370.00	392.00	415.31	440.00	466.16	493.88
−1	130.81	138.59	146.83	155.56	164.81	174.61	185.00	196.00	207.65	220.00	233.08	246.94
−2	65.41	69.30	73.42	77.79	82.41	87.31	92.50	98.00	103.83	110.00	116.54	123.47
−3	32.70	34.64	36.71	38.89	41.20	43.65	46.25	49.00	51.91	55.00	58.27	61.74

Tabella 1. Frequenze in Hz della scala cromatica su otto ottave consecutive.

impulsi rettangolari contiene non solo l'onda fondamentale, ma anche un gran numero di armoniche. L'onda fondamentale viene estratta mediante un filtro a banda stretta, la cui frequenza centrale è uguale a quella della nota fondamentale. Il filtro più adatto è quello basato sul circuito integrato 5620, che è stato esaurientemente descritto nel numero di maggio 1984, a pagg. 5-36. La sua frequenza centrale viene ricavata dall'oscillatore di riferimento (vedi Figura 2). Da quanto è stato detto, risulta chiaro che l'oscillatore di riferimento ed il filtro passa-banda controllato sono gli elementi più importanti del diapason.
Il suono prodotto dallo strumento da accordare viene raccolto dal microfono e poi amplificato per fornire un segnale di almeno 1 V efficace allo stadio di controllo, così che possa essere pilotato in modo deciso. Lo stadio di controllo serve a mantenere il segnale che si attenua lentamente ad un livello costante, per il massimo tempo possibile, in modo da lasciare un intervallo sufficiente per accordare lo strumento. Successivamente, il segnale viene applicato al filtro passa-banda e poi ad un trigger di Schmitt, nel quale viene convertito in impulsi rettangolari. Alla fine, questi impulsi sono trasformati in onde quadre da un multivibratore bistabile (flip-flop).

Descrizione del circuito

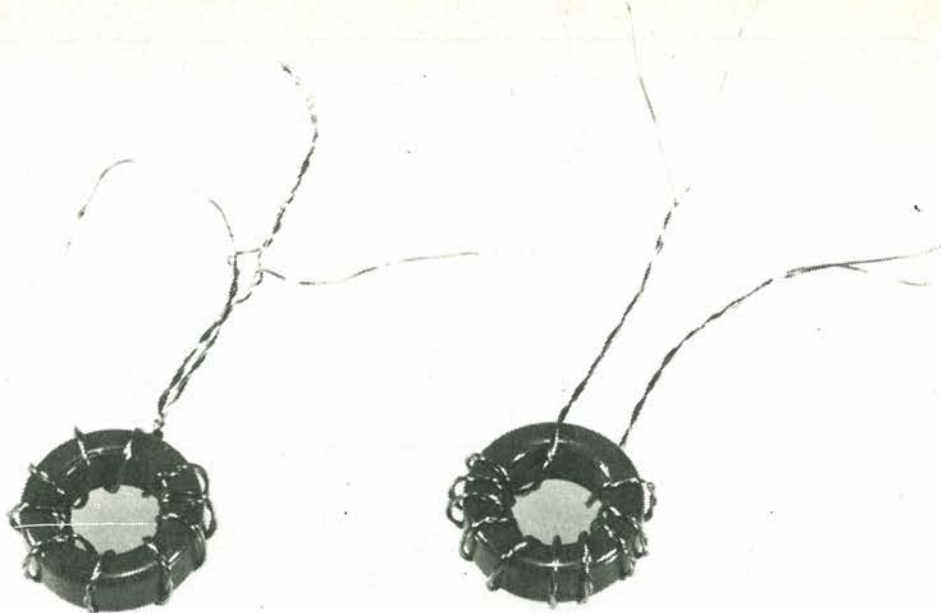
Osservando la Figura 3, si può vedere che l'oscillatore di riferimento è formato dalle porte logiche N1 ed N2, ed è controllato da un cristallo di quarzo da 4 MHz. La frequenza dell'oscillatore viene dimezzata mediante il contatore binario IC3 ed il segnale risultante da 2 MHz viene applicato al generatore di nota principale IC1 (piedino 2). Questo generatore fornisce le dodici note di un'ottava, dalle quali sono ricavate tutte le altre note. La frequenza di ciascuna nota è quella della nota precedente moltiplicata per un numero esattamente uguale alla radice dodicesima di 2 (circa 1,059). Per esempio, la nota di uscita più bassa del circuito integrato, cioè la nota Do, è disponibile al piedino 16 ed ha la frequenza di 2 MHz : 478 = 4186 Hz. La nota immediatamente superiore, il Do diesis, disponibile al piedino 4, ha la frequenza di 2 MHz : 451 = 4434,91 Hz.
I segnali d'uscita di IC1 sono ulteriormente divisi in IC5, cosicché alla fine saranno disponibili in tutto otto ottave, ciascuna composta da dodici semitoni. Questi semitoni e le corrispondenti frequenze sono illustrati in Tabella 1. La più alta delle otto ottave è disponibile al commutatore elettronico ES9, e la più bassa ad ES16. L'ottava desiderata viene selezionata mediante il commutatore S2. Infine, la nota selezionata viene applicata al comparatore di frequenza IC8.
Il suono proveniente dallo strumento da accordare viene (1) raccolto dal microfono, poi amplificato in IC10, con un guadagno di 40...60 dB, a seconda della regolazione di P1 oppure P2 (uno di questi due potenziometri viene selezionato con S3), ed infine trasferito direttamente allo stadio di controllo: questo tipo di funzionamento viene scelto, per esempio, quando deve essere accordato uno strumento elettronico. La tensione di alimentazione viene fornita all'amplificatore operazionale IC10 tramite due ulteriori regolatori di tensione nell'alimentatore, allo scopo di eliminare qualunque possibilità che possano essere amplificati e trasmessi lungo le linee di alimentazione segnali provenienti dall'oscillatore.

Lo stadio di controllo è formato dall'amplificatore operazionale a transconduttanza (OTA) IC9 e dagli amplificatori operazionali con ingresso JFET A1...A4. L'OTA è regolato, dal generatore di corrente T1/A1, in corrispondenza a quella parte della sua curva caratteristica che garantisce la costanza del livello d'uscita fintanto che è presente un segnale d'ingresso. Questo scopo viene ottenuto rettificando il segnale d'uscita in A2/D1 e confrontando il risultato con la tensione di riferimento ricavata dal partitore R15/R16. Il segnale di uscita di A3 sarà perciò positivo o negativo, a seconda del livello dell'ampiezza del segnale. L'integratore A4 fornisce la tensione d'ingresso per il generatore di corrente.
Il segnale sonoro ad ampiezza costante, prelevato dall'uscita di IC9, viene amplificato da un altro amplificatore con ingresso a JFET (A5) e poi applicato all'ingresso di un filtro passa-banda attivo (IC2). All'uscita (piedino 12) appare un segnale a forma di scala, la cui forma viene corretta dai filtri passa-basso R30/C10 ed R31/C11, in modo da ottenere un'onda sinusoidale pulita. Questo segnale viene poi convertito in una serie di impulsi rettangolari mediante il trigger di Schmitt A6. Questi impulsi vengono applicati al bistabile FF2, cosicché i rapporti di frequenza all'ingresso del comparatore A8 saranno unitari. In termini rigorosi, il comparatore di frequenza funziona come un integratore a somma. Esso "somma" gli impulsi emessi dai circuiti differenziatori C12/C13/R40 e C14/C15/R41 (vedi anche la Figura 2). Le uscite dei bistabili FF1 ed FF2 sono convertite in impulsi positivi e negativi, rispettivamente da D37 e D36. Se le due frequenze sonore sono identiche, il numero degli impulsi positivi sarà uguale a quello dei negativi, cosicché la tensione d'uscita di IC8 sarà nulla. Se però una

Figura 3. Il centro del circuito è formato dal generatore principale di nota IC1 e dal filtro passa-banda attivo IC2. Per permettere la scelta di una grande varietà di note di riferimento e di frequenze centrali per il filtro passa-banda, è inevitabile l'impiego di un circuito piuttosto complesso.

delle frequenze fosse maggiore dell'altra, ci saranno, per esempio, più impulsi positivi che negativi ed una tensione positiva apparirà all'uscita di IC8. Questa tensione viene amplificata da A8, e poi viene impiegata per azionare uno strumento da 100 µalA a zero centrale. Un'uscita positiva da IC8 viene indicata da una deviazione dell'indice verso destra ed un'uscita negativa da una deviazione verso sinistra. La sensibilità dello strumento può essere aumentata mediante P2, ma nella maggior parte dei casi, essa sarà sufficiente se P2 = 0, che corrisponde ad un guadagno unitario di A8
Abbiamo già parlato della selezione delle note e delle ottave, che avviene rispettivamente mediante S1 ed S2. Poiché esistono limiti al numero di commutatori meccanici che possono essere usati, sono stati incorporati nel circuito alcuni interruttori elettronici. Ciò vuol dire che le ottave non vengono selezionate direttamente da S2, ma mediante ES1...ES8 ed ES9...ES16, che a loro volta vengono controllati da S2. Il primo gruppo di interruttori seleziona le frequenze del filtro passa-banda ed il secondo le note di riferimento. Il commutatore S1A e la matrice di diodi permettono di regolare con precisione la frequenza centrale del filtro passa-banda.
La nota di riferimento può essere resa udibile attivando, con S4, l'amplificatore monitor A7/T2.

Taratura

Prima di poter utilizzare l'apparecchio, è importante controllare i segnali ai piedini dello zoccolo di IC2, senza però che in questo sia ancora inserito il circuito integrato! Chiudere poi il circuito della tensione di rete e controllare che tutte le tensioni di alimentazione siano esatte.
Non è necessaria una taratura della sezione dell'oscillatore di riferimento: è sufficiente ascoltare (con S4 chiuso!) e selezionare le diverse note con S1 ed S2.
Accordare poi l'amplificatore d'ingresso al segnale musicale. È necessario trovare un compromesso tra la distanza del microfono dallo strumento e la regolazione del guadagno effettuata mediante P1: il criterio consiste nel fatto che l'uscita di IC10 non deve essere limitata. Questa situazione potrà essere meglio verificata con un oscilloscopio, ma se non ne possedete uno, potrete collegare l'ingresso positivo dell'amplificatore monitor all'uscita di IC10 ed ascoltare la nota: essa dovrà essere piuttosto forte, e risuonare "pulita" e non distorta! Questo non è, purtroppo, un compito molto facile nel caso degli strumenti a corda.
Il segnale musicale potrà poi essere controllato al piedino 9 dello zoccolo di IC2, sia con l'oscilloscopio che con l'amplificatore monitor. Se finora il suono va bene, può essere inserito IC2 (dopo aver staccato la tensione di rete!).
Collegare nuovamente la tensione di rete e scegliere una nota di riferimento. Tenere il microfono ad una distanza dall'altoparlante tale da evitare che sopravvenga un sovraccarico dell'amplificatore monitor. La lettura sullo strumento ad indice dovrà essere zero: in caso diverso, regolare C13 fino ad ottenere questo risultato. Potrebbe anche rivelarsi necessario aumentare il guadagno di A8, regolando P2. ◼

**L'adattamento d'antenna spiegato con parole semplici.
Un trasformatore di bilanciamento (spesso chiamato "balun", da una contrazione delle parole inglesi BALanced/UNbalanced, cioè bilanciato/sbilanciato) è un qualsiasi dispositivo usato per accoppiare un'impedenza bilanciata, per esempio un'antenna, ad una linea di trasmissione sbilanciata, per esempio un cavo coassiale.**

trasformatori di bilanciamento

Un esempio di trasformatore di bilanciamento è illustrato in Figura 1: nella parte 1a, questo componente consiste in due spezzoni di cavo d'antenna a piattina, mentre in 1b vengono usati due spezzoni di cavo coassiale. In entrambi i casi, gli spezzoni di cavo sono lunghi un quarto della lunghezza d'onda, e sono collegati in parallelo ad una estremità ed in serie all'altra. Le due proprietà più importanti di un simile balun sono la trasformazione dell'impedenza e la trasformazione della simmetria.
I libri di testo definiscono questi balun con il nome di "sezioni di adattamento a quarto d'onda". In tali sezioni, i terminali collegati in parallelo presentano un'impedenza Z/2 (Z è l'impedenza caratteristica del cavo usato nel trasformatore). Questa estremità della sezione, con i terminali in parallelo, è asimmetrica.
I terminali collegati in serie presentano un'impedenza pari a 2Z, e qui la sezione è a circuito aperto e simmetrica.

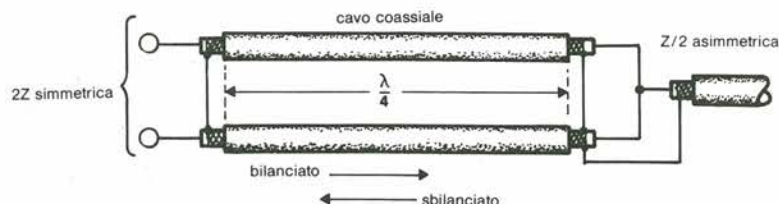
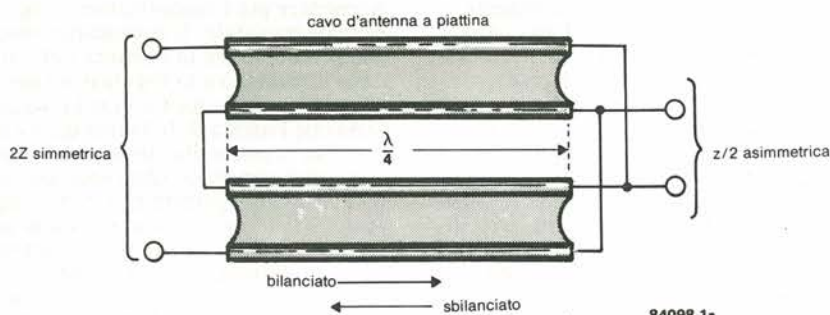



Figura 1. Qui è illustrato il principio del trasformatore di bilanciamento: (a) usando un cavo bilanciato e (b) usando un cavo coassiale. Z è l'impedenza caratteristica del cavo usato.

1a

1b

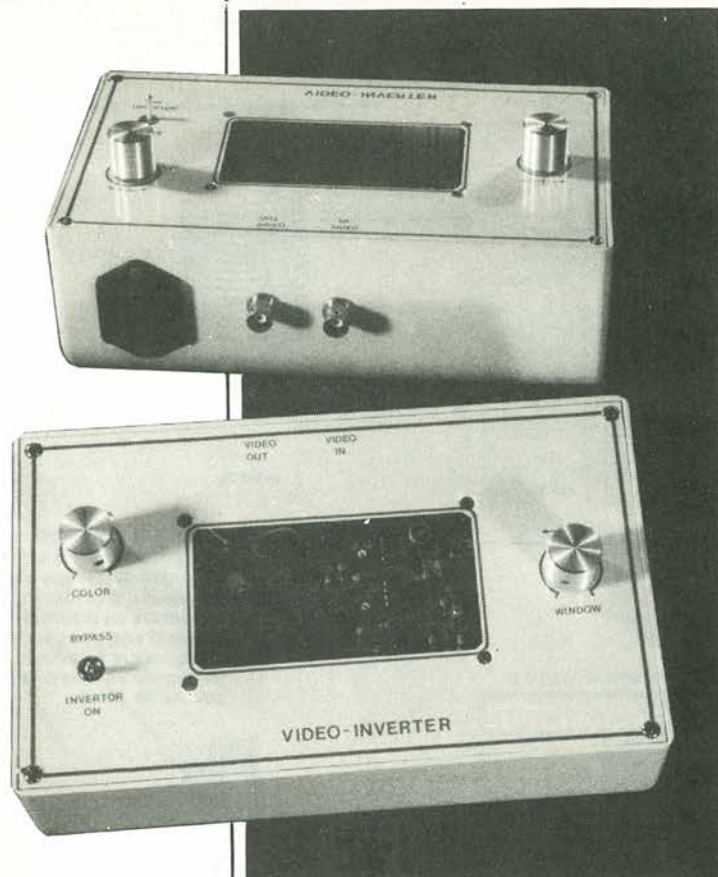
Trasformatori con nucleo d'aria

Le antenne a dipolo per la ricezione delle onde corte, delle UHF e dei segnali televisivi sono di solito collegate al ricevitore radio o televisivo tramite un cavo coassiale (75 Ω). Questo provoca un carico asimmetrico dell'antenna, anche se l'impedenza base è uguale all'impedenza caratteristica del cavo coassiale. Una conseguenza di questa situazione è la circolazione di correnti transitorie nella schermatura del cavo: di conseguenza, lo schermo agisce come un'antenna, e questo non era, naturalmente, nelle intenzioni del costruttore!
Il modo più semplice di evitare la circolazione di queste correnti transitorie è di collegare l'antenna al cavo di discesa tramite un trasformatore, calcolato in modo da adattare le impedenze di 75 Ω, come mostrato in Figura 2a. Il trasformatore è a larga banda, non è necessario modificare il cavo coassiale e non c'è nulla da tarare: le cose non potrebbero essere più facili. Sfortunatamente, questa disposizione ha lo svantaggio di non funzionare più come induttanza pura alle frequenze più elevate.
La Figura 2b illustra un trasformatore di adattamento che serve a collegare un'antenna da 300 Ω ad un cavo di discesa da 75 Ω. Il trasformatore è avvolto utilizzando spezzoni di cavo coassiale con impedenza caratteristica (Z_{ohm}) di 150 Ω. La relazione tra Z_{ohm}, l'impedenza di base dell'antenna (Z_a) e l'impedenza caratteristica del cavo di discesa (Z_f), è data da:
Z_{ohm} = radice quadrata di Z_a Z_f
La lunghezza degli spezzoni di cavo coassiale con i quali verrà avvolto il trasformatore, non dovrebbe essere inferiore ad un decimo della lunghezza d'onda massima, ed almeno uguale a quattro volte il diametro interno del trasformatore. Di conseguenza, per una frequenza di funzionamento di 100 MHz, la lunghezza non dovrebbe essere inferiore a 30 cm, mentre il diametro interno del trasformatore non dovrebbe superare i 7,5 cm. Le spire dovranno essere adiacenti ed i punti di connessione dovranno essere protetti contro le infiltrazioni di umidità utilizzando uno spray plastico.

Figura 2. Il più semplice trasformatore di adattamento: (a) il cavo di discesa, accanto all'antenna, è avvolto in modo da formare un induttore a nucleo d'aria, mentre in (b), il trasformatore è costruito utilizzando un cavetto a piattina da 150 Ω.

Trasformatori toroidali

Avvolgendo i trasformatori su un toroide di ferrite, potrà essere ottenuto un balun più piccolo, di minore ingombro. La Figura 3a mostra una disposizione elettricamente analoga a quella di Figura 2a: due spezzoni di filo di rame smaltato del diametro di 0,25 mm sono attorcigliati tra loro e poi avvolti in dieci spire sul toroide. Usando un nucleo T50-2, il trasformatore potrà essere usato per una banda di frequenza da 12 a 280 MHz.
La configurazione di Figura 3b è analoga a quella della Figura 2b, ed anche in questo caso viene usata una coppia di fili smaltati attorcigliati, del diametro di 0,25 mm. Questo trasformatore può adattare un'antenna da 300 Ω ad un cavo di discesa da 75Ω, cioè il rapporto di trasformazione dell'impedenza è di 1:4. I giusti terminali possono essere determinati mediante una prova di continuità e poi collegati come indicato. Il vantaggio è che questa configurazione non necessita del cavo da 150 Ω, che non è facile da trovare. D'altra parte, un trasformatore toroidale è leggermente più costoso.

Figura 3. Arrangiamenti analoghi a quelli di Figura 2, ma costruiti con filo di rame smaltato, avvolto su toroidi di ferrite.

L'inversione della fase dei segnali video permette di ottenere interessanti effetti sullo schermo. Poiché le apparecchiature commerciali brevettate adatte a questo scopo sono costose, l'invertitore a basso costo presentato in questo articolo potrebbe interessare molti di voi. L'apparecchio permette di scegliere tra l'inversione del segnale composito a colori (= luminanza + crominanza), oppure del solo segnale di luminanza (informazione relativa al bianco ed al nero).

invertitore video a colori

con molte altre interessanti possibilità

L'invertitore interessa tre gruppi di persone: i possessori di registratori video che desiderano modificare l'immagine sullo schermo televisivo, gli operatori di telecamere che desiderano incorporare effetti speciali nel loro prodotto ed i fotografi dilettanti che desiderano vedere in positivo le loro negative.
A seconda della posizione del relativo commutatore, il circuito fornisce immagini normali, cioè non invertite (questo vuol dire che l'invertitore può rimanere collegato in permanenza), oppure permette di invertire i segnali di luminanza e di crominanza, oppure infine permette un'inversione del segnale di luminanza ed un'inversione regolabile di quello di crominanza. Il campo di regolazione spazia tra l'inversione completa e l'immagine quasi normale: la regolazione del relativo controllo (P2) dipende dagli effetti necessari e dai gusti personali.

Applicazioni

Occorre osservare che l'invertitore agisce sul segnale composito a colori. Il suo ingresso e la sua uscita sono perciò adatti ad essere usati esclusivamente con apparecchiature nelle quali questo segnale è prontamente diponibile, per esempio tramite una presa A/V od un connettore BNC. Questo non è, naturalmente, un problema con le moderne telecamere, videoregistratori e ricevitori televisivi. Inoltre, questa connessione è facilmente applicabile estemporaneamente alla maggior parte delle apparecchiature di modello più vecchio. Se non vi sentite abbastanza esperti per eseguire da soli questa modifica, chiedete lumi presso un laboratorio di riparazioni TV.

L'impiego dell'invertitore per la modifica delle immagini nella registrazione video è illustrato in Figura 1. Il vostro apparecchio preferito potrà per esempio, essere impiegato per funzionare come parte della vostra discoteca di casa. Tutto ciò che dovrete fare è di registrare qualche adatto concerto ed attivare l'invertitore durante la riproduzione di certi passaggi.
La Figura 2a mostra un sistema adatto per gli operatori di telecamere. È meglio usare un registratore che permetta un'editazione elettronica: questo registratore verrà fermato all'istante del passaggio da immagine normale ad immagine invertita e viceversa, in modo da evitare disturbi di sincronizzazione.
Se siete abbastanza fortunati da possedere due videoregistratori (per esempio, uno alimentato dalla rete ed uno portatile), potrete usare la composizione mostrata in Figura 2b. Il vantaggio di questa disposizione è che potrà essere effettuata una ripresa filmata normale, mentre le modifiche all'immagine potranno essere aggiunte durante l'editazione del programma. L'amplificatore video (per esempio l'amplificatore di distribuzione video descritto nel numero 59 di Elektor - aprile 1984, pagg. 4-30) serve non solo per compensare le perdite nella catena di registrazione e di riproduzione, ma anche per dare la possibilità di usare come monitor un ricevitore TV con presa A/V.
Una configurazione adatta ai fotografi dilettanti è illustrata in Figura 3: questa si spiega da sola, ma possiede due importanti limitazioni. In primo luogo, l'applicazione è limitata ai negativi in bianco e nero, perché sarebbe molto difficile compensare la velatura arancione dei negativi e, in secondo luogo, per garantire risultati accettabili la telecamera deve essere di qualità ragionevolmente buona e deve essere equipaggiata con un buon obiettivo "macro".

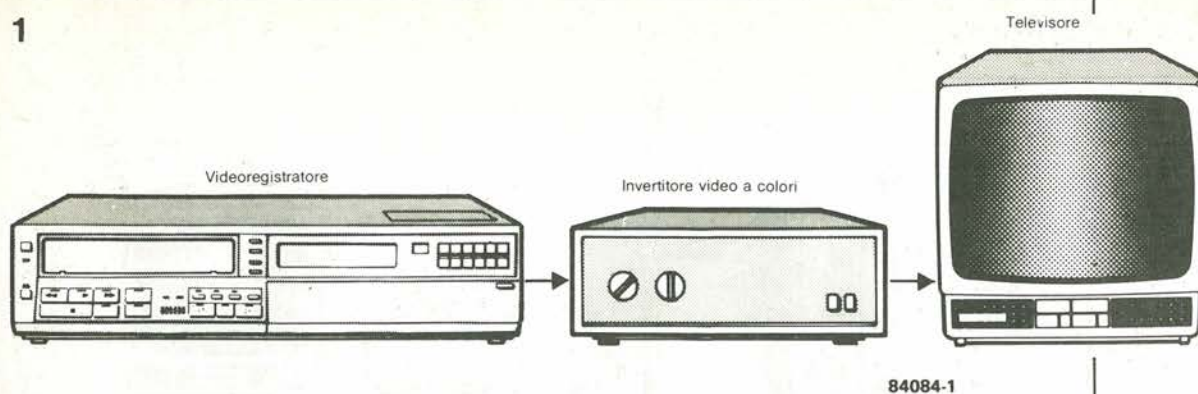



Figura 1. Se collegato tra un registratore video ed un televisore, l'invertitore può essere usato per ottenere effetti "curiosi" sullo schermo.

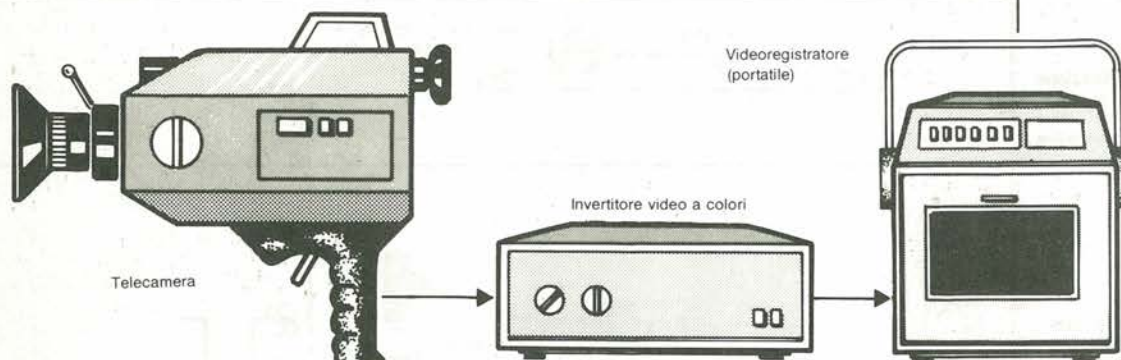
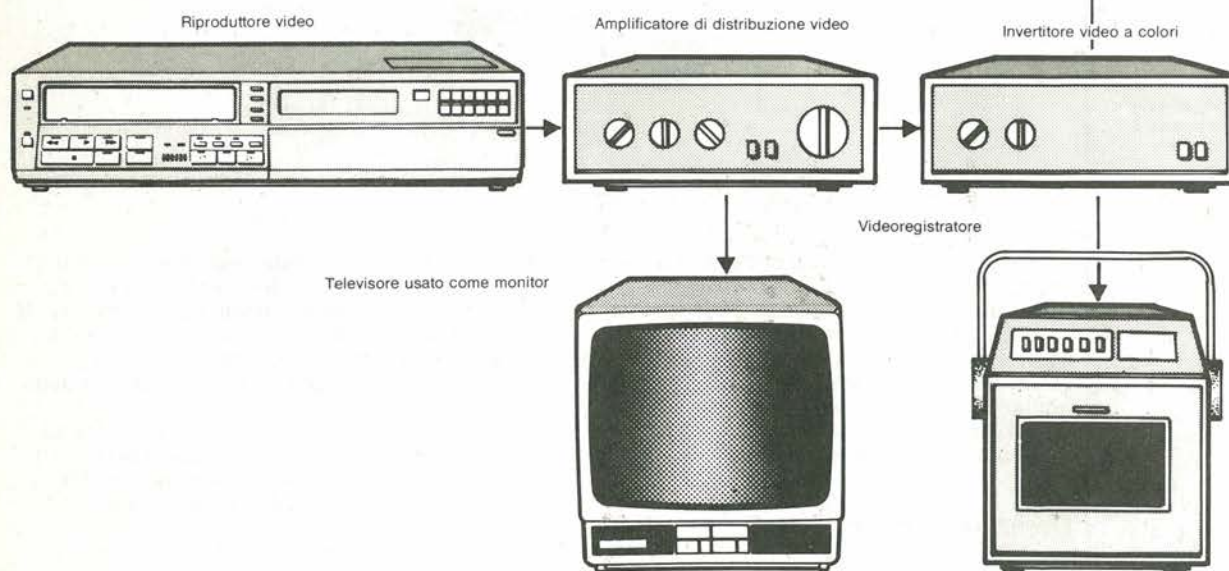



Figura 2a. Se collegato tra una telecamera ed un videoregistratore, l'invertitore può essere usato per modificare l'informazione che deve essere registrata.

Figura 2b. Questa è forse la disposizione di maggiore interesse, particolarmente per i teleoperatori: essa permetterà loro di modificare le riprese "fatte in casa" durante l'editazione elettronica.

Segnale video

Non abbiamo l'intenzione di imbarcarci in un corso completo di tecnologia video, ma ci limiteremo ai soli aspetti che sono importanti per il nostro circuito. La singola riga di scansione mostrata in Figura 4 illustra una sezione normale del segnale composito a colori. Se desideriamo invertire questo segnale senza influenzare le altre funzioni del ricevitore TV, sarà necessario invertire la scansione di riga come mostrato in Figura 5. Vengono invertiti

3

Televisore

Invertitore video a colori

84084-3

Negativo

Telecamera con obiettivo
macro su stativo

Figura 3. Un'altra applicazione permette di osservare in positivo sullo schermo immagini fotografiche negative in bianco e nero.

4

Luminosità

Colore

Impulso
di sincronismo
di riga

Serie di impulsi
di burst del colore

Singola
scansione
di riga

84084-4

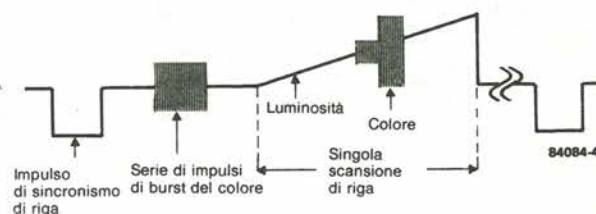



Figura 4. Composizione base di una riga di scansione. La luminanza e la crominanza sono strettamente interlacciate. Osservare che questa rappresentazione e quella della Figura 5 sono assolutamente schematiche: se osservate su un oscilloscopio, avranno un aspetto molto diverso!

5

84084-5

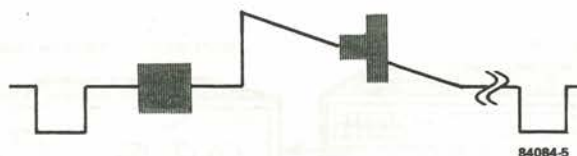



Figura 5. Stessa informazione della Figura 4, ma con la singola riga di scansione invertita.

sia il segnale di luminanza che quello di crominanza, perché il primo segnale è "interlacciato" con il secondo. Se la fase del segnale burst del colore viene anch'essa spostata di 180 gradi, l'informazione relativa al colore ritorna normale, mentre il segnale di luminanza rimane invertito. Nel corso della descrizione del circuito, spiegheremo come viene ottenuto questo risultato.

Descrizione del circuito

Il commutatore S1 di Figura 6 inserisce o disinserisce l'invertitore dal circuito. Con S1 nella posizione indicata sullo schema, il segnale in arrivo viene applicato ad un circuito di clamping, tramite la rete d'ingresso C1 - C2 - R1 - R2. Il circuito di clamping è composto dall'amplificatore operazionale IC2 e dal diodo D3. La rete d'ingresso è necessaria per trasferire il segnale in maniera indistorta dalla telecamera o dal registratore video e per presentarlo con la giusta impedenza.

Sfortunatamente, questa rete causa la perdita della componente c.c. del segnale, necessaria per il corretto funzionamento dell'invertitore. Il circuito di clamping introduce nuovamente la componente continua mandando a 0 V la componente più bassa (cioè più negativa) della scansione di riga.

Poiché il circuito di clamping ha un'uscita ad elevata impedenza, ad esso segue il buffer IC1 (inseguitore di tensione). Il segnale d'uscita di IC1 è disponibile ai piedini 2 e 6, e viene suddiviso in due parti.

Una parte del segnale d'uscita viene applicata al comparatore IC3, che rigenera l'impulso di sincronismo di riga (disponibile al piedino 7). Il fronte iniziale di questo impulso fa partire il multivibratore monostabile IC4. Questo monostabile controlla l'effettivo flusso tramite gli interruttori elettronici ES1...ES3.

L'interruttore ES4 viene controllato direttamente dall'uscita del comparatore, del quale parleremo più avanti in questo articolo.

L'altra parte del segnale d'uscita di IC1 viene applicata ai capi del potenziometro di controllo

della saturazione del colore P1. L'uscita Q di IC4 è a livello logico "1", e questo mantiene chiuso l'interruttore ES2, fino al termine della serie di impulsi del burst del colore. Con il commutatore di inversione del colore S2 in posizione 1, il segnale proveniente da P1 viene poi applicato, tramite ES2, all'ingresso non invertente (piedino 1) dell'amplificatore operazionale IC6; la fase di questo segnale non è perciò ancora invertita. Quando il monostabile cambia stato, l'uscita Q va a livello basso, mentre l'uscita $\overline{Q}$ assume il livello logico "1".
Gli interruttori ES1 ed ES3 sono di conseguenza "chiusi" ed ES2 è aperto. Il segnale proveniente da P1 viene applicato all'ingresso invertente (piedino 14) di IC6, tramite ES1, cosicché la fase del segnale composito a colori, presente al piedino 7 di IC6, viene ruotata di 180 gradi. Contemporaneamente, ES3 applica all'ingresso non invertente di IC6 una tensione di riferimento ricavata dal partitore di tensione P3/R9, che garantisce un livello corretto e positivo del segnale all'uscita.
Quando S2 viene portato in posizione 2 e P2 viene ruotato in completa apertura (cursore ad M), la fase del segnale burst del colore viene ruotata di 180 gradi grazie all'azione di T1. L'informazione relativa al colore, presente al piedino 7 di IC6, viene perciò sfasata di un totale di 360 gradi, e risulta nuovamente in fase con il segnale d'ingresso.
È evidente che ai capi di P2 sono presenti sia il segnale burst del colore invertito che quello non invertito, e questo permette di regolare a volontà il grado di inversione dell'informazione relativa al colore. In altre parole, il colore può essere cambiato in continuità dal normale a quello totalmente complementare; con P2 al centro del suo percorso, non ci sarà colore.
Il segnale di sincronismo di riga deve essere naturalmente applicato al successivo circuito (ricevitore TV o videoregistratore) nella sua forma non invertita, e questo risultato viene garantito dall'azione di T2 e di ES4.
L'interruttore viene controllato direttamente dall'uscita del comparatore IC3.
Il transistore T3 e le resistenze R16, R17 garantiscono la corretta impedenza d'uscita di 75 Ω. L'alimentatore è di tipo convenzionale, ed eroga una tensione stabilizzata di ±15 V. Poiché la linea negativa non è caricata in modo altrettanto pesante di quella positiva, il valore di C13 potrà essere alquanto inferiore rispetto a quello di C12.

Costruzione e taratura

Se viene usato il circuito stampato di Figura 7, non dovrebbero sorgere problemi particolari durante la costruzione. Il progetto compatto permette di installare l'apparecchio in un astuccio molto ben proporzionato. I fotografi dilettanti dovranno preferibilmente usare potenziometri semifissi nelle posizioni P1...P3, e questa disposizione è anche consigliabile per le applicazioni tipo "discoteca" (in modo che non tutti possano armeggiare con le regolazioni dell'inversione). Altri potranno trovare vantaggioso impiegare normali potenziometri e montarli sul pannello del mobiletto; i collegamenti tra questi potenziometri ed il

6

Figura 6. Schema elettrico dell'invertitore. I possibili ampliamenti sono descritti nel testo.

7

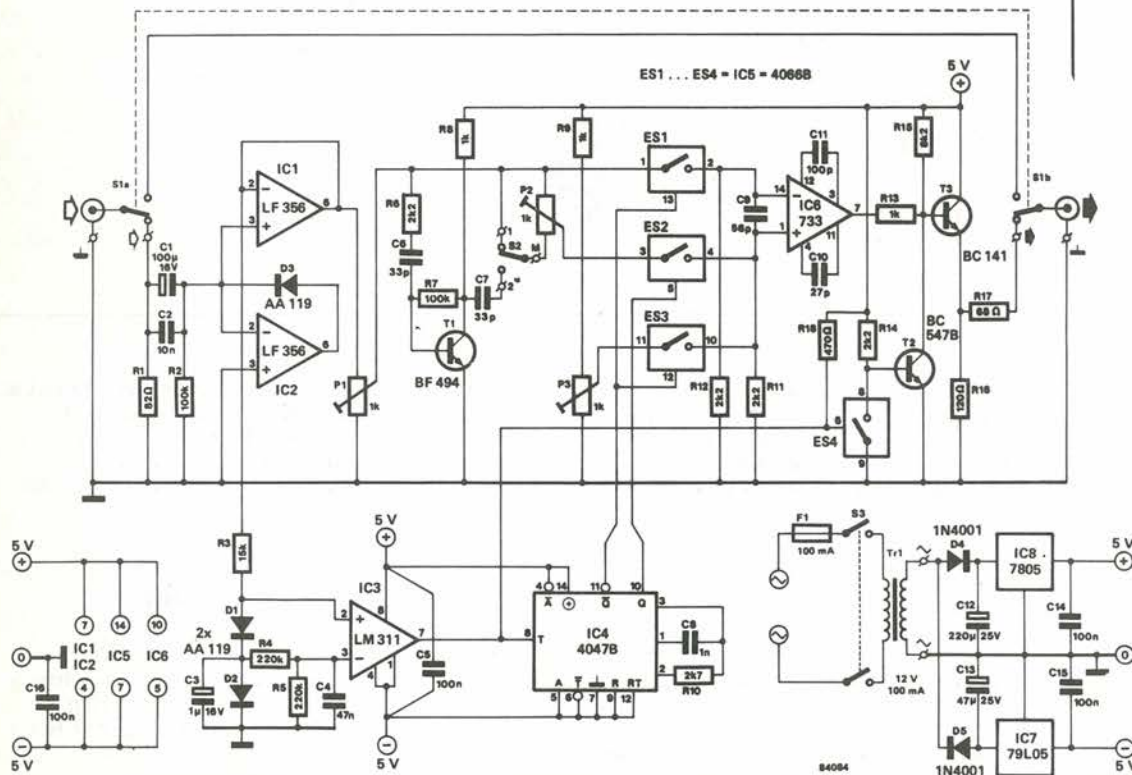
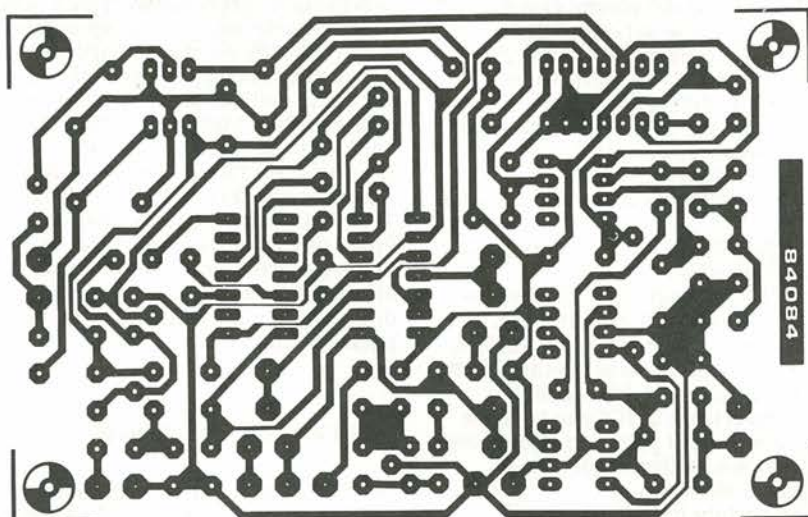



Figura 7. Disposizione dei componenti e piste di rame del circuito stampato. Impiegandolo, la costruzione dell'invertitore risulterà molto semplificata.

Elenco dei componenti

Resistenze:
R1 = 82 Ω
R2, R7 = 100 k
R3 = 15 k
R4,R5 = 220 k
R6,R11,R12,R14 = 2k2
R8,R9,R13 = 1 k
R10 = 2k7
R15 = 8k2
R16 = 120 Ω*
R17 = 68 Ω*
R18 = 470 Ω
P1,P2,P3 =
trimmer (o potenziometro) *

Condensatori:
C1 = 100 μ/16 V
C2 = 10 n
C3 = 1 μ/16 V
C4 = 47 n
C5,C14,C15,C16 = 100 n
C6,C7 = 33 p
C8 = 1 n
C9 = 56 p
C10 = 27 p
C11 = 100 p
C12 = 220 μ/25 V
C13 = 47 μ/25 V

Semiconduttori:
D1,D2,D3 = AA 119
D4,D5 = 1N4001
T1 = BF 494
T2 = BC 547B
T3 = BC 141
IC1,IC2 = LF 356
IC3 = LM 311
IC4 = 4047B
IC5 = 4066B
IC6 = μA733
IC7 = 79L05
IC8 = 7805

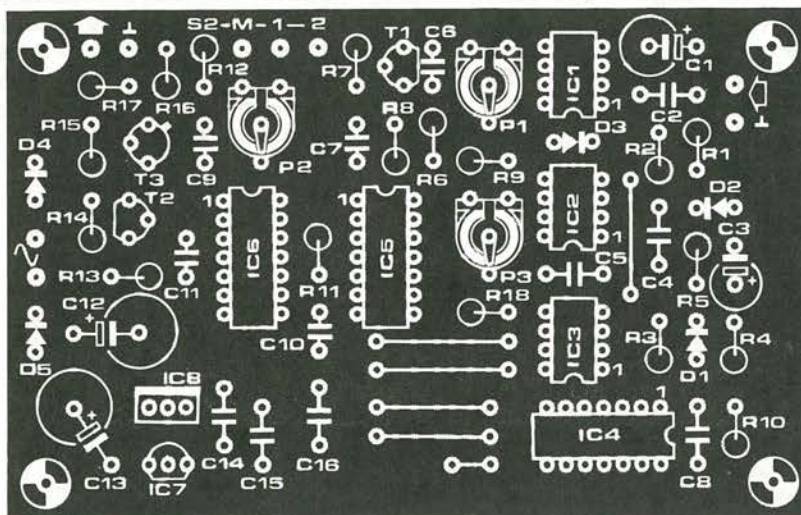
Varie:
S1 = doppio deviatore
S2 = deviatore unipolare
(S3 = interruttore di rete bipolare)
(Tr1 = trasformatore di rete, con secondario a 12 V/100 mA)
(F1 = fusibile da 100 mA, completo di portafusibile)
Circuito stampato 84084

Accessori facoltativi:
R16 = 82 Ω
R17' = 68 Ω
P4 = 1 k...100 k
potenziometro lineare) *

* Vedi testo

circuito stampato dovranno essere eseguiti con cavetto schermato, con lo schermo collegato a massa. Quando vengano usati i normali potenziometri, è opportuno munirli di una scala graduata sul pannello o sulla manopola di comando.
Il tipo di connettori d'ingresso e di uscita dipende in realtà dall'apparecchiatura alla quale dovrà essere collegato l'invertitore. I connettori BNC sono molto comodi e facili da montare, ma perdono i loro vantaggi qualora debbano essere usati cavi adattatori. Se impiegate prese A/V, dovrete intercollegare tutti i piedini, tranne il 2 (= segnale composito del colore), e collegare il piedino 3 al più vicino punto di massa del circuito.
La taratura è relativamente facile e richiede un generatore di segnali video ed un monoscopio (sarà anche possibile registrare quello trasmesso da una stazione televisiva). Portare il commutatore S1 in posizione "inverter on" (invertitore attivo) ed S2 in posizione 1. I controlli P1 e P2 dovranno essere poi regolati in modo da dare rispettivamente ricchezza di colori e buon contrasto. Portare infine S2 in posizione 2 e controllare che sia possibile variare in continuità (mediante P2) i colori dai normali ai complementari.

Altre possibilità interessanti

Per un altro dei nostri esperimenti, abbiamo avuto bisogno di presentare metà dello schermo invertita, e l'altra metà normale. Ciò richiede un prolungamento del tempo di trigger di IC4, e questo scopo viene ottenuto collegando un trimmer addizionale in serie ad R10: la commutazione all'inversione totale avverrà di conseguenza in un certo punto della scansione di riga. Se il periodo di trigger viene ulteriormente aumentato, l'inversione non avrà

* Vedi testo

S1 = ingresso/
uscita invertitore
S2 = ingresso/
uscita inversione colore
S3 = interruttore di rete

P1 = saturazione colore
P2 = regolazione inversione colore
P3 = contrasto
P4 = Controllo
del periodo di trigger
(vedi testo)

luogo fino alla **successiva** scansione di riga. In questo modo, viene ottenuta un'interessante immagine formata da righe alternate normali ed a fase invertita. Prolungando ancora il periodo di trigger (un trimmer da 100 k in serie ad R10) si ottiene che l'effetto sia visibile soltanto su una parte dell'immagine sullo schermo. Collegare il trimmer addizionale come mostrato in Figura 8.
Poiché l'invertitore è relativamente poco costoso, specie se confrontato con i modelli disponibili in commercio, è molto facile collegarne due o più in cascata. Pensiamo che quattro o cinque di essi, collegati in questo modo, potrebbero funzionare senza inconvenienti, per quanto noi non abbiamo montato tanti prototipi da poter dimostrare esatta questa previsione. Questa disposizione permette tante possibilità di effetti speciali da rendere impossibile prevederli tutti: ne descriveremo soltanto due.
Quando due invertitori vengono collegati in serie ed uno solo di essi inverte il colore, l'immagine risultante è normale per quanto riguarda l'informazione del bianco e del nero, ma i colori sono invertiti. Il secondo esempio è illustrato in Figura 9. In questo caso, la predisposizione del primo invertitore è tale che una parte dell'immagine rimane normale, mentre la seconda parte, situata al centro, ha l'informazione del bianco/nero invertita. Il secondo invertitore inverte l'informazione (prima invertita) del bianco/nero, ed anche il colore. L'immagine complessiva sarà perciò composta da una sezione normale, da una con il bianco sostituito al nero e la terza con i colori invertiti. Tutto questo presuppone che entrambi gli invertitori siano provvisti del trimmer addizionale P4.
Per ottenere regolazioni veramente precise, potrete impiegare trimmer o potenziometri multigiri, ma si tratta di componenti parecchio costosi. Secondo la nostra esperienza, l'invertitore può essere molto ben regolato mediante controlli di facile azionamento.
Un suggerimento finale: se desiderate osservare l'immagine modificata in corso di registrazione, riducete il valore di R16 ad 82 Ω, collegate una resistenza (R17') da 68 Ω in parallelo ad R17, come mostrato in Figura 10, ed aggiungete un'adatta presa.

8

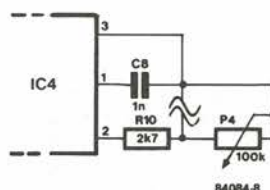



Figura 8. Ecco come può essere collegato un trimmer addizionale in serie ad R10, per allargare il periodo di trigger di IC4. Le possibilità permesse da questa semplice modifica sono spiegate nel testo.

9

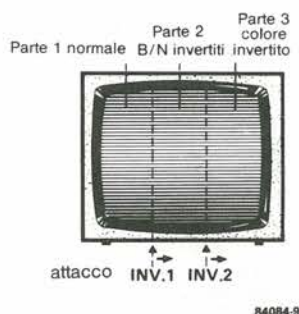



Figura 9. Quando due invertitori sono collegati in cascata, ed entrambi sono muniti del trimmer addizionale illustrato in Figura 8, diviene possibile questo tipo di effetti speciali.

10

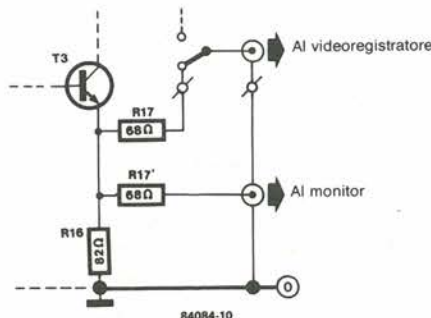



Figura 10. La piccola modifica qui illustrata permette di osservare le immagini, con un monitor, nel corso della registrazione.

Non sempre i computer devono svolgere compiti difficili per essere utili. Molto spesso li costringiamo ad eseguire operazioni noiose, ripetitive, che non suscitano interesse. Il calcolo dei valori esadecimali dei registri contenuti nel componente 6845 (oppure 6545), che è un CRTC (= Cathode Ray Tube Controller = dispositivo di controllo per tubi a raggi catodici), per ciascun formato di schermo, potrebbe difficilmente essere definito un faticoso esercizio mentale; si tratta però di un tipo di lavoro che ciascun computer, usando questo programma BASIC, eseguirà correttamente ogni volta che lo vorrete.

programmare il 6845

BASIC per la predisposizione dei registri CRTC

P. Fransen

L'utilità di modificare il formato dello schermo sulla vostra scheda VDU di Elektor (o di qualsiasi altra scheda VDU che impieghi un CRTC 6845 o 6545) potrebbe non risultare immediatamente ovvio ma, una volta recepita la tecnica, diventa qualcosa che probabilmente farete sempre più spesso. Questo programma è anche di per sé interessante ed istruttivo.

I parametri

Il 6845 ed i diversi particolari che riguardano la struttura, l'organizzazione del formato di schermo ed i segnali usati, sono argomenti già trattati su Elektor ed in altre pubblicazioni, e perciò non ci occuperemo qui di questi argomenti. Qualsiasi informazione al riguardo potrà essere attinta dai testi elencati nella bibliografia in fondo a questo articolo.
Le norme video attualmente in vigore in Europa impiegano una frequenza di riga di 15.625 Hz ed una frequenza di quadro di 50 Hz.
Il tempo necessario per spazzolare una riga sullo schermo è:
1/15625 s = 64 μals, ed il tempo necessario per spazzolare un intero quadro è:
1/50 s = 20 ms.
Dobbiamo ora calcolare la frequenza di clock necessaria per il sistema.

Sincronizzazione di riga

Ciascun carattere è basato su una larghezza orizzontale di otto punti sullo schermo, ciascuno dei quali viene esplorato durante un periodo di clock. Conoscendo il numero di caratteri orizzontali, siamo ora in grado di calcolare la frequenza di clock (che chiameremo fx). La frequenza dei punti è 1/fx e la frequenza dei caratteri è pari ad otto volte questo valore. Con un totale di 128 caratteri orizzontali, la frequenza di clock è:
(128 x 8)/64 = 16 MHz.
In realtà non c'è coincidenza, poiché la cifra di 128 caratteri è stata scelta in quanto permette di usare il comune ed economico quarzo da 16 MHz.
Risolvendo per la durata del carattere, otterremo:
(8 x 1)/16 MHz = 0,5 μals.
Il numero totale di caratteri orizzontali (meno uno), compresi tra due impulsi di sincronismo orizzontale, forma il contenuto del registro R0. In questo esempio, otteniamo:
128 − 1 = 127
ovvero 7F esadecimale.
Il contenuto del registro R1 indica il numero di caratteri per riga, che nella maggior parte dei casi sarà 80, ovvero 50 esadecimale.
La posizione dell'impulso di sincronismo orizzontale è determinata dal contenuto del registro R2 (vedi Figura 1), e viene calcolata come segue:
HP = ((TSL − DT − 1,5 x LPB)/2) + DTZ
Dove DT è la larghezza della finestra utilizzabile (in μs)
TSL = durata di una riga (in μμs)
LPB = larghezza dell'impulso di sincronismo di riga (in μs), ed infine:
HP = posizione dell'impulso di sincronismo di riga (in μs).
Il valore di DT è:
80 x 0,5 = 40 μs.
Il valore di LPB (vedi R3) è:
8 x 0,5 = 4 μs.
Inserendo questi valori nella formula, otteniamo:
HP = ((64 − 40 − 1,5 x 4)/2) + 40 = 49 μs.
Il fattore 1,5 è un carattere facoltativo, che permette di regolare con precisione la posizione della finestra sullo schermo.
Il registro R2 conterrà:
49 / 0,5 = 98
che è rappresentato dal numero esadecimale 62.

Sincronizzazione di immagine

Per calcolare la sincronizzazione di immagine, deve essere noto il numero di righe di schermo necessarie per ciascun carattere. Il numero minimo è otto, e viene usato in generale sia per i caratteri di testo che per quelli grafici. Poiché il numero massimo di linee di caratteri è 25, sarà in generale scelto il numero di nove righe di schermo per carattere: in questo modo verranno ottenute sullo schermo 24 linee di caratteri. Ciascuna linea avrà la durata di:
9 x TSL = 9 x 64 = 576 μs,
e per esplorare tutte le 24 linee di caratteri

1

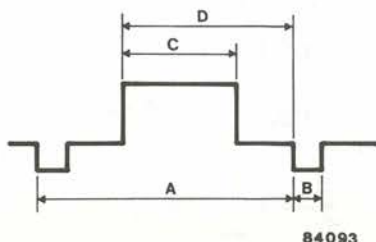
Figura 1. Questo diagramma indica la relazione tra i segnali generati dal CRTC ed i parametri definiti dall'utente. Se il periodo A è la durata dell'impulso di sincronismo di riga, B è la larghezza di questo impulso, C è la larghezza orizzontale del display e D definisce la posizione orizzontale della finestra d'immagine. Se invece A è il periodo dell'impulso di quadro, B, C e D sono i corrispondenti parametri verticali.

saranno necessari:
24 x 576 = 13.824 μs.
Questo tempo è in generale definito da VT. Il contenuto del registro 6 sarà 24, ovvero 18 esadecimale.
Il tempo di quadro dovrà essere più vicino possibile a 20 ms. Con il tempo di riga calcolato prima, vediamo che:
20.000/576 = 34,72 righe.
Questo valore, arrotondato, dà 34 righe (24 delle quali sono utilizzabili) comprese tra due successivi impulsi di sincronismo di quadro. Da questo valore, possiamo ottenere il contenuto di R4: 34, ovvero 21 esadecimale. Poiché il tempo di quadro è soltanto:
34 x 576 = 19.584 μs
sono necessari ancora:
20.000 − 19.584 μs.
Per portare il tempo totale di schermo al valore di 20 ms, sarà necessario esplorare un numero supplementare di righe. Il numero effettivo viene calcolato dividendo il resto per il tempo di riga:
416/64 = 6,5
che viene arrotondato a 6, che corrisponde ad un valore esadecimale 06.
Il calcolo della posizione dell'impulso di sincronismo di quadro è analogo a quello del sincronismo di riga:
VP = VTT − (VT + 1.500)/2 VT
dove VTT è il tempo di quadro; nel nostro esempio:
34 x 576 + 6 x 64 = 19.968 μs.
Il contenuto di R7 può essere calcolato da VP:
(19.968 − (1500 + 24 x 576))/2 + 24 x 576 = 16.146 ms.
Questo valore viene diviso per il tempo di riga:
16.146/576 = 28,03
arrotondato in 28, ovvero 1C esadecimale.
Il registro 8 conterrà quasi sempre la cifra zero, in quanto non desideriamo avere un quadro interlacciato. Il contenuto del registro 9 è semplicemente il numero di righe di schermo necessarie per ciascuna linea di caratteri.

Tabella 1. Usando questo breve programma BASIC, sarà semplicissimo calcolare i corretti indirizzi esadecimali che devono essere inseriti nei registri del 6845 per ottenere il formato di schermo desiderato.

```
100 REM *** COSTANTI
105 DIM R(15)
110 R(3)=8
120 K$=" REGISTRO
130 L$=" MICROSECONDI
150 REM ********** R0 **********
160 PRINT LUNGHEZZA LINEA ORIZZONTALE (CARATT.):
170 INPUT A0
180 R(0)=A0-1
190 TC=64/A0
200 FX=8/TC
210 PRINT "FREQUENZA =";FX;" MHZ"
220 PRINT " FREQUENZA QUARZO: (MHZ) "
230 INPUT FX
240 TC=1/(FX/8)
250 LPB=R(3)*TC
260 TSL=A0*TC
300 REM ********** R1 **********
310 PRINT "NUMERO DI CARATTERI PER RIGA : "
320 INPUT R(1)
330 DT=R(1)*TC
400 REM ********** R2 **********
410 HP=DT+(TSL-1.5*LPB-DT)/2
420 R(2)=HP/TC
500 REM ********** R3 **********
600 REM ********** R4 **********
610 NUMERO RIGHE DI SCANSIONE "
620 INPUT A
623 IF A<8 THEN PRINT "MINIMO 8 RIGHE DI SCANSIONE!
625 PRINT "NUMERO DI LINEE DI CARATTERI
630 INPUT B
640 TR=(A)*TSL
650 VT=(B+1)*TR
660 IF VT<=20000 THEN 680
665 PRINT
670 PRINT " IMPOSSIBILE!
675 PRINT PREGO INSERIRE MENO CART. O RIGHE DI SCANS.
677 GOTO 600
680 Y=INT(20000/TR)
690 R(4)=Y-1
700 REM ********** R5 **********
710 R(5)=INT((20000-Y*TR)/TSL)
800 REM ********** R6 **********
810 R(6)=B
815 VD=R(6)*TR
900 REM ********** R7 **********
910 R(7)=INT((((TR*Y+TSL*R(5))-(1500+B*TR))/2+B*TR)/TR)
915 VP=R(7)*TR
1000 REM ********** R8 **********
1010 R(8)=0
1100 REM ********** R9 **********
1110 R(9)=A-1
1200 REM ********** R10 & R11 **********
1202 CURSORE A SOTTOLINEATURA
1204 IF A=8 THEN R(11)=A :R(10)=64+A :GOTO 1300
1206 R(10)=73 :R(11)=9
1300 REM ********** R12, R13, R14 & R15 **********
1310 R(12)=0
1320 R(13)=0
1330 R(14)=0
1340 R(15)=0
1350 PRINT :PRINT
1352 PRINT FORM. DELLO SCHERMO = ";R(1);" * ";B
1354 PRINT: PRINT
1700 FOR Q=0 TO 15
1710 PRINT K$;" R";Q;
1720 PRINT TAB(20);" = ";
1727 Z2=R(Q)
1730 GOSUB 2000
1740 PRINT
1750 NEXT Q
1760 PRINT :PRINT:
1800 PRINT " PERIODO DI CLOCK                  ";TC;L$
1810 PRINT " LARGH. IMPULSI SINCR. DI RIGA     ";LPB;L$
1815 PRINT " PERIODO IMPULSI SINCR. DI RIGA    ";TSL;L$
1839 PRINT " TEMPO VISUALIZZ. ORIZZONTALE      ";DT;L$
1840 PRINT " POSIZIONE ORIZZONTALE             ";HP;L$
1850 PRINT " PERIODO LINEA DI CARATTERI        ";TR;L$
1855 VE=Y*TR+R(5)*TSL
1860 PRINT " PERIODO SINCR. QUADRO             ";VE;L$
1865 PRINT " TEMPO VISUALIZZ. VERTICALE        ";VD;L$
1867 PRINT " POSIZIONE VERTICALE               ";VP;L$
1990 END
2000 REM ********** DA DECIM. AD ESADEC. **********
2010 PRINT "$";
2020 FOR Z=1 TO 0 STEP -1
2030 Z1=INT(Z2/16^Z)
2040 Z2=Z2-Z1*16^Z
2050 Z1=Z1+48
2060 IF Z1>57 THEN Z1=Z1+7
2070 PRINT CHR$(Z1);
2080 NEXT Z:RETURN
```

Il cursore

Il programma descritto in questo articolo non permette una programmazione molto flessibile del cursore. Questa situazione può essere migliorata includendo alcune linee BASIC per aggiungere una scelta di opzioni, come ora potremo vedere.
I registri 10 ed 11 definiscono rispettivamente i limiti superiore ed inferiore (in altre parole, le dimensioni) del cursore. I bit 5 e 6 del registro 10 determinano se il cursore è presente e, nel caso lo sia, lampeggia o rimane stabilmente illuminato. Supponiamo, per esempio, di voler ottenere un cursore non lampeggiante che abbia la forma di una singola sottolineatura. La configurazione necessaria per il registro 10 è data dal valore esadecimale 48 (maggiori particolari su questo argomento sono forniti nel Paperware 3). Poiché il limite inferiore del cursore sarà costituito dall'ultima riga di scansione (di ciascuna linea di caratteri), il registro 11 deve contenere 08 esadecimale. A differenza di quanto abbiamo detto sinora, i registri 12...17 non si prestano a singoli calcoli, cosicché dobbiamo accontentarci semplicemente di inizializzarli.

Tabella 2. Quando saranno stati caricati i quattro parametri definiti dall'utente, verrà visualizzato in questo modo il contenuto dei registri del CRTC.

```
RUN
LUNGHEZZA LINEA ORIZZONTALE (CARATT.):
? 128

FREQUENZA = 16 MHZ

FREQUENZA QUARZO (MHZ)
? 16

NUMERO DI CARATTERI PER RIGA
? 80

NUMERO RIGHE DI SCANSIONE
? 9

NUMERO DI LINEE DI CARATTERI
? 24


FORMATO SCHERMO = 80 X 24


REGISTRO R0    = $7F
REGISTRO R1    = $50
REGISTRO R2    = $62
REGISTRO R3    = $08
REGISTRO R4    = $21
REGISTRO R5    = $06
REGISTRO R6    = $18
REGISTRO R7    = $1C
REGISTRO R8    = $00
REGISTRO R9    = $08
REGISTRO R10   = $49
REGISTRO R11   = $09
REGISTRO R12   = $00
REGISTRO R13   = $00
REGISTRO R14   = $00
REGISTRO R15   = $00


PERIODO DI CLOCK                    0,5 MICROSECONDI

LARGH. IMPULSI SINCR. DI RIGA       4 MICROSECONDI

PERIODO IMPULSI SINCR. DI RIGA      64 MICROSECONDI

TEMPO VISUALIZZ. ORIZZONTALE        40 MICROSECONDI

POSIZIONE ORIZZONTALE               49 MICROSECONDI

PERIODO LINEA DI CARATTERI          576 MICROSECONDI

PERIODO SINCR. QUADRO               19.968 MICROSECONDI

TEMPO VISUALIZZ. VERTICALE          13.824 MICROSECONDI

POSIZIONE VERTICALE                 16.128 MICROSECONDI

OK
```

Alcuni esempi

La programmazione del 6845 viene facilitata in qualunque sistema, utilizzando il programma mostrato in Tabella 1. Dati quattro parametri (il numero dei caratteri tra due impulsi di sincronismo di riga — totale orizzontale — che permette di ottenere la frequenza ideale del quarzo da usare; il numero dei caratteri usati per ciascuna linea, il numero di righe di schermo per linea di caratteri ed il numero di linee di caratteri sullo schermo), il programma restituisce il contenuto esadecimale di tutti i registri del 6845 implicati. Un esempio di questo risultato è illustrato in Tabella 2. Tutti i parametri possono anche essere impostati in base decimale.
Avendo messo il programma in condizioni di elaborare tutti questi risultati, la domanda successiva riguarda il modo di utilizzarli. Se non state usando la scheda VDU di Elektor ed il suo software, dovrete studiare il software del vostro sistema per trovare come è possibile accedere alla routine di inizializzazione del 6845. Nel sistema di Elektor (spiegato in tutti i particolari nel Paperware 3), la procedura di inizializzazione esegue due operazioni: una di queste (routine MOVCRT) serve a cambiare la tabella di ricerca contenente i parametri di RAM e di ROM (tabella di temporizzazione CRT); l'altra operazione serve a trasferire i parametri RAM a CRTC (routine CRTINT). Quest'ultima routine è quella che ora ci interessa. Prima di avviarla (per esempio, mediante DISK! GO F36C), dovranno essere salvati, a partire dall'indirizzo esadecimale EFDC (decimale 61404) in su, i dati calcolati dal programma BASIC di Tabella 1. Spesso avviene che la modifica del formato dello schermo richiede la cancellazione totale, cosicché occorre eseguire immediatamente la routine RESET (esadecimale F330), che chiama semplicemente la routine CRTINT necessaria per programmare il CRTC.

Bibliografia:

Elektor Paperware 3 e 4
Manuale dei microprocessori ad 8 bit Motorola
Libro dati Synertek

service

Le pagine dei circuiti stampati

PERICOLO! La luce ultravioletta è dannosa per gli occhi e perciò, quando lavorate con una lampada a vapori di mercurio, indossate qualcosa che possa proteggere *efficacemente* gli occhi.

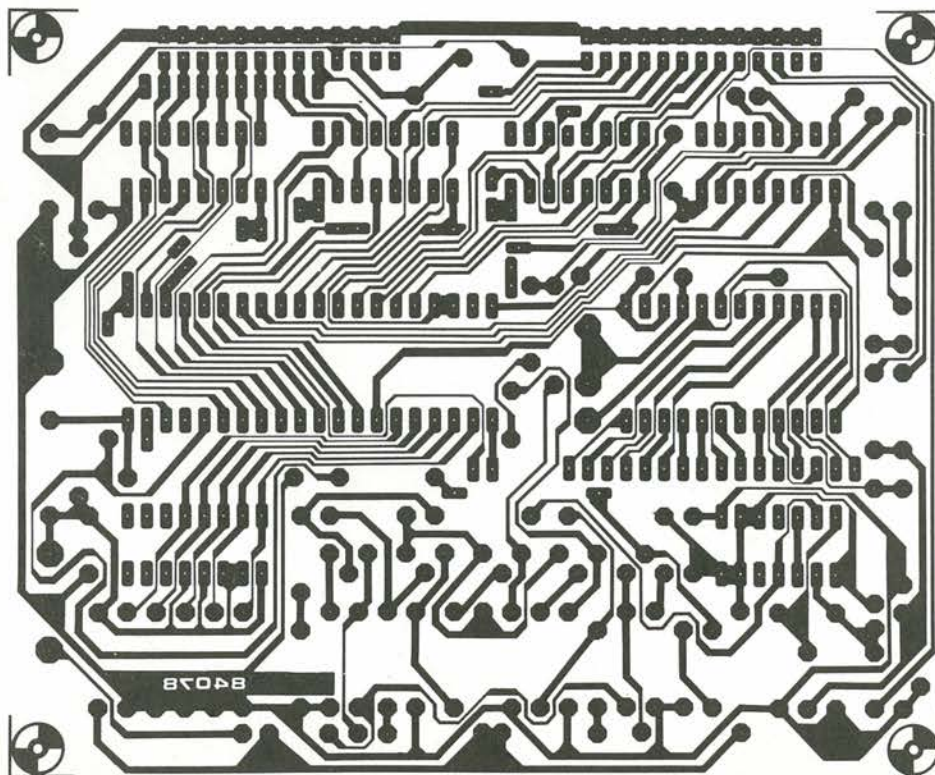
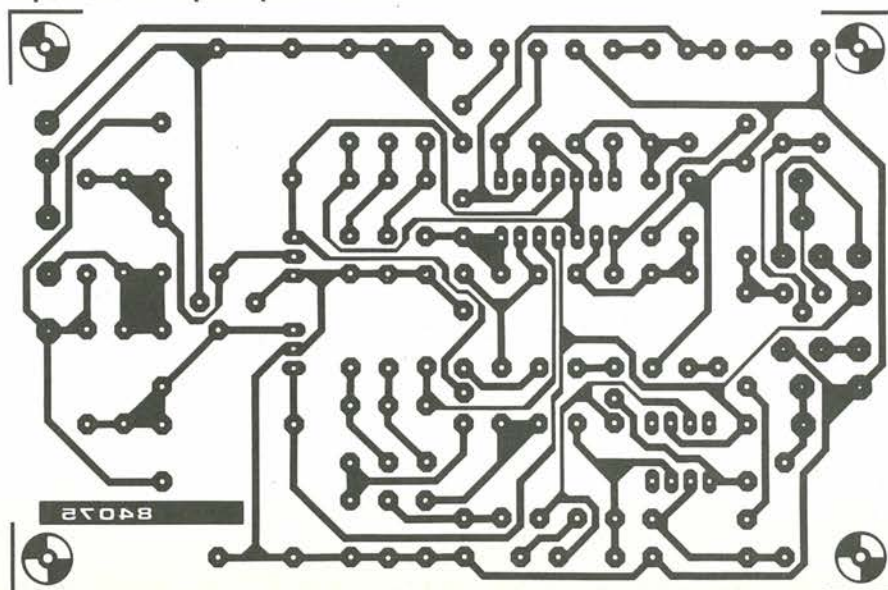
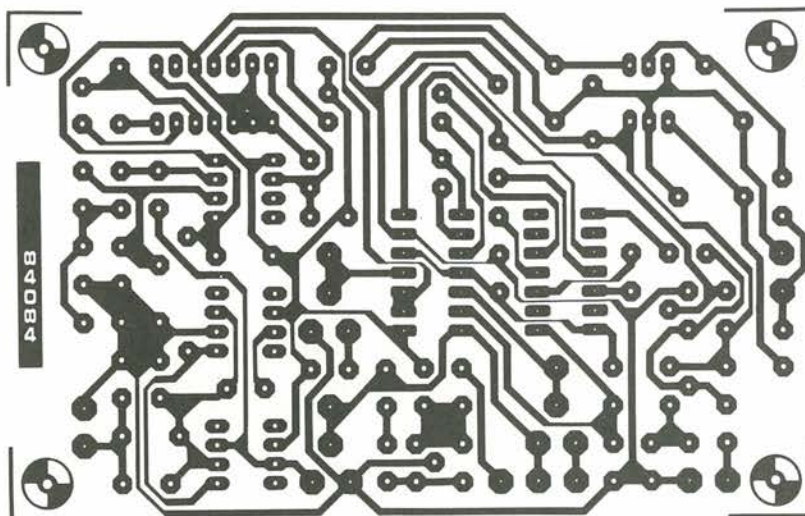
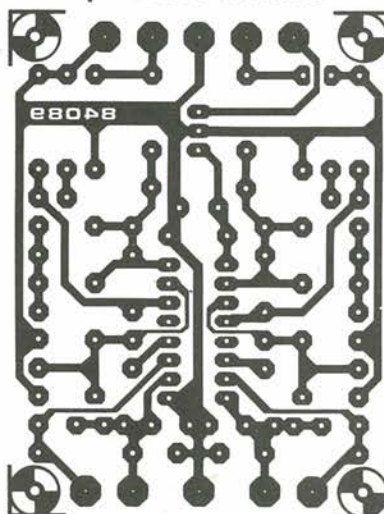
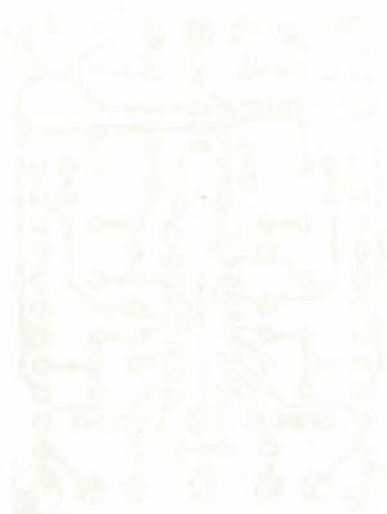
Le pagine seguenti contengono le immagini speculari della serigrafia delle piste di rame dei circuiti stampati relativi ai progetti presentati in questa Rivista, per permettervi di incidere le vostre basette. Per fare ciò, saranno necessari: una bomboletta di un aerosol atto a rendere la carta semitrasparente ("ISOdraft" o simili, che potrete acquistare presso un negozio di articoli da disegno), una lampada a vapori di mercurio, soluzione di soda caustica per sviluppo, percloruro di ferro, lastre ramate fotosensibilizzate positive per circuiti stampati; le basette positive fotosensibili potranno essere acquistate oppure autocostruite, applicando un sottile strato di fotoresist ad una normale lastra ramata, (lacca Kontakt Chemie mod. Positiv 20).

- Inumidire l'intera superficie fotosensibilizzata del circuito stampato (lato rame) con lo spray trasparente.
- Ritagliare la serigrafia che interessa da una di queste pagine ed appoggiare la parte sulla quale è stampato il disegno sul lato inumidito del circuito stampato. Eliminare tutte le bolle d'aria premendo con cura sulla superficie un tampone di carta morbida per pulizie domestiche.
- Il tutto potrà ora essere esposto alla luce ultravioletta. Usare una lastra di vetro per tenere a posto gli elementi solo in caso siano necessari lunghi tempi di esposizione perché, nella maggior parte dei casi, lo spray garantisce da solo l'adesione della carta alla scheda. Ricordare che le normali lastre di vetro (ma non il cristallo od il plexiglas) assorbono una parte della luce ultravioletta, cosicché il tempo di esposizione dovrà essere leggermente aumentato.
- Il tempo di esposizione dipende dal tipo di lampada ultravioletta usato, dalla distanza della lampada dalla superficie del circuito stampato e dalla natura dello strato fotosensibile. Se usate una lampada U.V. da 300 W ad una distanza di circa 40 cm dalla scheda ed una lastra protettiva di plexiglas, sarà di norma sufficiente un tempo di esposizione di 4...8 minuti.
- Dopo l'esposizione, staccare la maschera con il disegno delle piste (che potrà essere nuovamente utilizzata) e lavare a fondo la scheda sotto acqua corrente.
- Dopo aver sviluppato lo strato fotosensibile immergendolo nella soluzione alcalina (circa 9 grammi di soda caustica per ogni litro d'acqua) per non più di 2,5...3 minuti a 20 °C, la scheda potrà essere incisa in una soluzione di percloruro ferrico (500 grammi di $FeCl_3$ in un litro d'acqua). Lavare infine a fondo il circuito stampato (e le mani!) in acqua corrente. È consigliabile indossare guanti di gomma o di plastica quando si lavora con soluzioni di soda caustica o percloruro ferrico
- Eliminare la pellicola fotosensibile dalle piste di rame, mediante paglietta d'acciaio, e praticare i necessari fori.

service

Le pagine dei circuiti stampati

Adattatore RS232 - Centronics

service

Le pagine dei circuiti stampati

Invertitore video a colori

Preamplificatore dinamico

Ripulitore di impulsi per ZX81

Lo ZX81 è uno dei più diffusi personal computer, ma lascia molto a desiderare sotto certi aspetti, il più notevole dei quali è l'interfaccia per cassette. Qualsiasi utente di ZX81 che abbia dovuto riscrivere completamente un programma, perché era impossibile ricaricarlo dalla cassetta, potrà confermarvi questa asserzione. Il ripulitore di impulsi descritto in questo articolo è stato progettato per relegare questi problemi tra i cimeli del passato. Questo rende l'apparecchio indispensabile non solo per i possessori dello ZX81, ma anche per gli utenti di qualsiasi altro computer che impiega un sistema di impulso/pausa di tipo analogo per il collegamento delle cassette.

ripulitore di impulsi da cassetta per ZX81

un segnale di uscita da registratore a cassetta più pulito, per i computer con FSK ad unica frequenza

L'interfaccia per cassette del Sinclair ZX81 impiega la modulazione digitale di frequenza (FSK) utilizzando una sola frequenza. Il segnale è composto da un certo numero di impulsi, da una pausa, da una nuova serie di impulsi, da un'altra pausa, e così via (vedi Figura 1a). Il numero degli impulsi compreso tra due pause indica il livello logico: quattro impulsi rappresentano uno "0" ed otto impulsi sono usati per indicare un livello logico "1". Se questo segnale viene memorizzato sul nastro di una cassetta, la forma "digitale" potrà non essere correttamente elaborata, a causa delle limitazioni imposte dai circuiti elettronici del registratore e dalla qualità dello stesso nastro. Quando i dati vengono letti dal nastro, vengono inseriti nel computer in forma di un segnale che ha un aspetto analogo a quello mostrato in Figura 1b. L'oscillazione dell'ultimo impulso, prima della pausa, potrebbe causare un'interpretazione errata da parte del computer, che considererà eventualmente questa oscillazione un impulso in più, con temibili conseguenze. Per mettere il computer in grado di elaborare correttamente questi segnali, essi dovrebbero essere veramente trasformati in una forma digitale, togliendo tutte le interferenze.

Configurazione del circuito

Le varie parti del circuito possono essere osservate sullo schema a blocchi di Figura 2.

Prima di essere amplificato ed applicato ad un filtro passa-banda, il segnale che arriva dal registratore a cassette viene fatto passare attraverso un attenuatore regolabile. Successivamente al filtro passa-banda, è collegato un altro amplificatore e poi un filtro passa-alto. Tutto questo è necessario per eliminare dal segnale qualsiasi oscillazione a bassa frequenza, perché il computer potrebbe interpretarlo come uno o più impulsi extra. Il segnale filtrato viene poi fatto attraversare un rettificatore di picco positivo ed uno negativo. Un trigger di Schmitt confronta questi segnali d'uscita con il segnale proveniente dal filtro

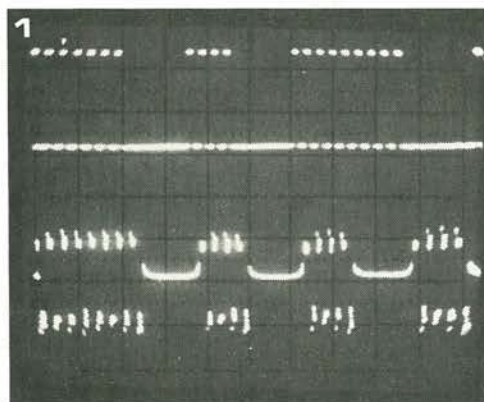
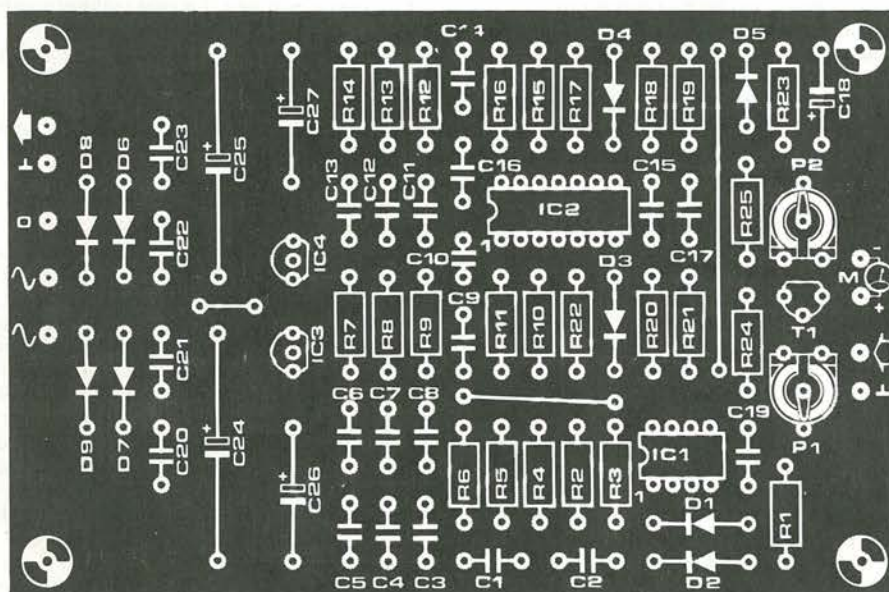



Figura 1. Questi sono gli impulsi che appaiono all'uscita per cassette dello ZX81 (in alto). Dopo il trattamento da parte del registratore a cassette, il segnale (in basso) non appare più altrettanto "pulito".

Figura 2. Schema a blocchi del ripulitore d'impulsi, che consiste in alcuni amplificatori e filtri, una coppia di rettificatori di picco, una sezione comparatore ed un attenuatore.

passa-alto, in modo da togliere anche i brevi impulsi di disturbo. Il risultato è di ottenere all'uscita un segnale digitale pulito, ricavato da quello proveniente dalla cassetta. Il segnale che esce dal rettificatore di picco positivo, viene anche usato per controllare l'attenuatore d'ingresso.

Schema elettrico

Lo schema elettrico del ripulitore di impulsi è illustrato in Figura 3. Il segnale d'ingresso viene prima di tutto attenuato mediante il trimmer P1, dopo di che viene trasferito all'attenuatore regolabile. L'uscita del rettificatore di picco positivo A2 determina la tensione c.c. alla base del transistore T1 il quale, a sua volta, decide quale debba essere la corrente che attraversa i diodi D1 e D2, e quindi l'impedenza dei diodi (ovvero, rigorosamente parlando, la loro resistenza differenziale). Quando la tensione d'uscita di A2 è alta, anche l'attenuazione del segnale d'ingresso è proporzionalmente elevata. Lo strumento a bobina mobile inserito nella linea di collettore di T1 fornisce un'indicazione visiva dell'intensità del segnale.

L'attenuatore è seguito dall'amplificatore operazionale IC1, che amplifica il segnale di un fattore 11 e poi lo applica al filtro passa-banda formato da R4...R9 e da C3...C8. Il segnale filtrato viene amplificato, mediante A1, di un fattore 100, per compensare l'attenuazione introdotta dal filtro passa-banda. La parte a bassa frequenza del segnale viene poi rimossa dal filtro passa-alto R12...R14 / C11...C13, la cui frequenza di taglio corrisponde a circa 9 kHz.
Il segnale elaborato viene applicato agli ingressi dei due rettificatori di picco (A2 ed A3) ed all'ingresso non invertente del trigger di Schmitt A4. Ciascun rettificatore è composto da un amplificatore operazionale con un diodo all'uscita. Un condensatore da 22 nF (C15 oppure C17) viene caricato al massimo valore della tensione d'ingresso tramite il diodo, che fa parte dell'anello di retroazione dell'amplificatore operazionale. Le resistenze da 100 Ω sono necessarie per limitare la corrente di carica erogata dagli amplificatori operazionali.
I segnali d'uscita provenienti dai due rettificatori vengono sommati tramite le resistenze R19 ed R21 e poi passano all'ingresso invertente di A4. L'altro ingresso del trigger di Schmitt, come abbiamo già notato, è collegato

3

Figura 3. Schema elettrico del ripulitore d'impulsi. Poiché il circuito è piuttosto semplice, possono essere facilmente riconosciute tutte le sezioni dello schema a blocchi.

Figura 4. Il circuito stampato del ripulitore di impulsi FSK può essere alloggiato in un proprio astuccio, oppure potrà essere inserito nel mobiletto del computer oppure in quello del registratore a cassette.

Elenco dei componenti

Resistenze:

R1,R19,R21 = 22 k
R2,R10,R16 = 1 k
R3 = 10 k
R4 = 150 Ω
R5 = 470 Ω
R6 = 1k5
R7,R12,R17,20 = 4k7
R8,R13 = 15 k
R9,R14,R23 = 47 k
R11 = 100 k
R15 = 470 k
R18,R22,R24,R25 = 100 Ω
P1 = 50 k trimmer
P2 = 1 k trimmer

Condensatori:

C1,C9,C14 = 220 n
C2 = 4n7
C3 = 150 n
C4,C20 . . . C23 = 47 n
C5 = 15 n
C6,C11 = 10 n
C7,C12 = 3n3
C8,C13 = 1 n
C10 = 390 p
C15,C17 = 22 n
C16,C19 = 100 n
C18,C26,C27 = 1 μ/16 V
C24,C25 = 470 μ/16 V

Semiconduttori:

D1 . . . D5 = AA 119
D6 . . . D9 = 1N4001
T1 = BC 550C
IC1 = LF 356 = μ A771
IC2 = TL 084
IC3 = 78L05
IC4 = 79L05

Varie:
(F1 = Fusibile ritardato da 50 mA)
M1 = Strumento a bobina mobile ⩾250 μA f.s.
(S1 = Interruttore di rete bipolare)
(Tr1 = Trasformatore di rete, 2 x 9 V, 50 mA)

all'uscita del filtro passa-alto, cosicché A4 confronta i segnali del rettificatore con gli impulsi differenziati provenienti dalla cassetta, erogati dal filtro. L'uscita del circuito è un'onda rettangolare pulita, che può essere direttamente applicata all'ingresso per cassette dello ZX81.

Realizzazione pratica

Anche se questo circuito è abbastanza semplice, abbiamo ritenuto opportuno progettare un circuito stampato. Quest'ultimo è illustrato in Figura 4. Dato che l'alimentatore è compreso nel circuito stampato, i soli componenti esterni sono il trasformatore e, naturalmente, lo strumento. I diversi punti di collegamento, l'ingresso, l'uscita, lo strumento e l'alimentazione, sono chiaramente contrassegnati. Quando tutto è stato collegato e montato, dovranno essere regolati i due trimmer. La taratura ed il collaudo del circuito vengono effettuati con il ripulitore d'impulsi inserito tra lo ZX81 ed il registratore a cassette. Ora, mentre tentate di caricare alcuni programmi (ben registrati) dalla cassetta, regolate il trimmer P1 fintanto che tutti i programmi non verranno ricevuti correttamente. Quando questo risultato sarà stato ottenuto, regolate P2 in modo che l'indice dello strumento si trovi al centro della scala durante la carica dei programmi. La lettura dello strumento potrà essere usata come punto di riferimento quando verranno caricati i programmi. Se l'indice non fosse al centro della scala, dovrebbe essere regolato P1 finché l'indice stesso non torni alla posizione di riferimento. In questo modo, potranno essere caricati correttamente anche programmi che prima presentavano difficoltà.

I progressi nell'elettronica, ed in particolare la spinta verso una sempre maggiore miniaturizzazione, indicano che il normale modo di vivere sta diventando sempre più infarcito di radio, orologi, registratori a cassette, calcolatori e via dicendo, tutti alimentati a batterie. Molto spesso bisogna indovinare quanto potrebbe durare ancora la batteria, perché non è possibile valutare la capacità di una pila a secco semplicemente guardandola. Questo misuratore per batterie semplifica notevolmente il compito e, dato che è stato progettato nel modo meno complicato possibile, il suo prezzo è abbastanza basso da fare di questo circuito un'allettante proposta.

misuratore per batterie

indica approssimativamente la capacità residua di una pila a secco

Quanto più elevato è il numero di apparecchiature alimentate a batterie di uso comune, tanto maggiore diventa la difficoltà di ricordare quanto sono vecchie le pile che alimentano ciascun dispositivo. In questa equazione si infilano anche tutti i diversi aspetti della Legge di Murphy, per cui generalmente avviene che le pile del registratore a cassette abbiano la pensata di esalare l'ultimo respiro proprio nel mezzo di un'importante registrazione. (La legge della conservazione dell'energia viene naturalmente subito applicata: l'energia che voi spendete correndo affannosamente a cercare delle pile nuove va infatti a compensare, nell'economia dell'universo, quella che non viene più fornita dalle pile esaurite).
Con tutto il dovuto rispetto per le Leggi della Vita, disturba parecchio non essere a conoscenza della capacità residua di una batteria. Quello che serve è un misuratore che possa rilevare il "contenuto energetico" di una batteria, ma il compito non è tanto semplice come potrebbe apparire a prima vista. La prima cosa che deve essere stabilita è il modo di misurare la capacità di una batteria. Cercando una risposta a questa domanda, abbiamo osservato che le batterie possono essere divise in due vasti gruppi. Il primo gruppo è composto dalle batterie che forniscono una tensione pressoché costante durante tutta la loro vita utile. Appartengono a questo tipo le batterie al litio, al mercurio ed all'ossido di argento, le cui tensioni cadono talmente poco (circa 0,05...0,1 V) che è praticamente impossibile misurare la capacità residua come funzione della tensione di uscita. Altri metodi sono troppo complicati per permettere di effettuare rapidamente una misura e perciò dobbiamo concludere che non c'è un modo semplice per valutare a che punto della scarica siano queste batterie. Le pile suddette vengono usate per lo più in orologi, calcolatori e macchine fotografiche e, poiché la corrente assorbita è molto piccola (solo qualche percento all'anno), è forse meglio lasciare la batteria nell'apparecchiatura fino a quando non smette di erogare corrente, ricordandosi di tenere un ricambio a portata di mano.
Il secondo gruppo di batterie comprende quelle allo zinco-carbone (il tipo più diffuso ed a buon mercato) e quelle ad alcali-manganese. La maggior parte delle batterie "normali" vendute nei negozi sono del tipo allo zinco-carbone, ma recentemente i tipi ad alcali-manganese stanno aumentando la loro popolarità perché durano più a lungo, compensando così, secondo la speranze dell'acquirente, il loro prezzo più elevato. Entrambi questi tipi mostrano una notevole caduta di tensione durante la loro vita utile e questa caratteristica può essere usata per determinare la capacità residua della batteria. Per far questo avremo bisogno di un voltmetro che possa fornire una misura piuttosto precisa nel campo di 1...1,5 V (per ciascun elemento) e di un adatto carico (in forma di resistenza). Questa resistenza è necessaria allo scopo di permettere la determinazione della tensione ai morsetti della batteria in ogni momento della sua vita utile, sapendo che la resistenza interna di ciascun elemento aumenta con il diminuire della capacità residua.

1

Figura 1. Questo diagramma mostra che solo le batterie allo zinco-carbone e ad alcali-manganese hanno una caduta percettibile di tensione durante la loro scarica. È anche interessante osservare quanto sia maggiore la vita utile prevista di una batteria alcali-manganese rispetto al più diffuso tipo allo zinco-carbone.

Lo strumento

Come abbiamo stabilito all'inizio di questo articolo, la composizione del circuito è molto semplice. Il metodo usato non dà un'indicazione perfettamente precisa della capacità residua, ma questo non è mai stato nelle nostre intenzioni e non è quasi mai necessario, tenendo conto che le batterie in questione non sono in se stesse molto precise. Inoltre, accettando questa leggera "imperfezione" il nostro compito risulta molto facilitato. Il circuito per il misuratore di batteria è mostrato in Figura 2. Il carico per la batteria da misurare è fornito dalle resistenze R1...R6. La corrente di carico è

2

Figura 2. Poiché lo scopo di questo circuito è di economizzare sulle "spese di batteria", il suo prezzo dovrà essere abbastanza basso da permettere un rapido ammortizzo. Lo strumento è in realtà il componente più costoso. Per inciso, diciamo che le batterie scariche sono dannose per l'ambiente e perciò dovranno essere gettate via in apposite discariche.

basata sulla cosiddetta "prova radio" della IEC. Secondo queste norme, la corrente di scarica deve essere di circa 20 mA per le HP11 ed HP7, tipo "duplex" e "normale", di 40 mA per le HP2, e di circa 10 mA per una batteria power pack da 9V tipo PP3. Dato che le batterie alcali-manganese vengono ora offerte come economica alternativa a quelle ad ossido d'argento, il nostro strumento comprende una posizione (con una corrente di carico di 1 mA) che permette di provarle. La sezione strumento è formata da M1, D1...D6 e da R7...R11. M1 è un normale strumento a bobina mobile da 100 µA fondo scala. Quando viene effettuata la misura delle pile da 1,5 V, vengono collegati in serie allo strumento un diodo (D1) ed una resistenza (R7). Con i valori mostrati sullo schema, l'indice dello strumento devia a fondo scala ad una tensione di circa 1,6 V. Il diodo permette di prestabilire un livello di soglia, in modo che il campo di misura di M1 sia compreso tra 0,6 ed 1,6 V. Ciò si adatta in modo ammirevole ai nostri scopi, in quanto le tensioni che ci interessano scendono da 1,5 V a 0,8 V. Quest'ultimo valore viene generalmente ritenuto dai costruttori di batterie il segnale del termine della vita utile di una pila alcali-manganese; il corrispondente valore per le pile allo zinco-carbone è di 0,9 V.
La scala potrebbe sembrare un po' limitata, data la varietà di batterie che intendiamo misurare, ma la difficoltà viene superata "ampliando" la scala stessa, in modo da coprire con il campo di misura gran parte della deviazione totale dell'indice dello strumento. Viene tenuto conto dei diversi tipi di batterie, cambiando la resistenza (da un minimo di 8,2 kΩ, e cioè la sola R7, sino ad un massimo di 49,3 kΩ, che comprende R7...R11) ed il numero di diodi in serie con questa (da uno, D1, fino a sei, D1...D6). Il risultato di questa operazione è di cambiare la portata effettiva dello strumento, così che viene sempre indicato un valore relativo (il "contenuto" della batteria) piuttosto che un valore effettivo (la tensione della batteria).
Senza una scala non è possibile usare lo strumento: in figura 3 è raffigurata una scala

3

Figura 3. Per lo strumento deve essere usata questa scala. La sezione superiore è per le batterie allo zinco-carbone; la sezione inferiore è per quelle ad alcali-manganese.

adatta per M1. La sezione bianca indica che la batteria contiene ancora più di metà della sua capacità massima, la parte grigia mostra che la batteria si trova tra la metà carica e l'esaurimento completo, ed una lettura sul settore nero della scala non può avere che un unico significato: la batteria è defunta.
Vengono mostrate due scale: una per le batterie allo zinco-carbone ed una per quelle ad alcali-manganese. Per quelli tra voi che sono interessati a conoscere i valori specifici, noi definiamo "mezza carica" una tensione di 1,3 V per lo zinco-carbone e di 1,2 V per l'alcali-manganese; le tensioni di "scarica completa" sono rispettivamente di 0,9 V e 0,8 V.
Il misuratore di batterie è semplice da costruire quanto da usare: collegare la batteria da misurare ai terminali del circuito e vedere se l'indice dello strumento si sposta. Altrimenti, la due possibilità saranno che la batteria sia scarica o che la polarità sia invertita. In quest'ultimo caso M1 risulta protetto da D1. Se l'indice dello strumento devia, dovrà essere premuto il pulsante di prova, per collegare il carico ai capi della batteria. La lettura sullo strumento mostrerà quindi chiaramente qualè la capacità residua.

Nessuno può seriamente affermare che il continuo progresso nel campo dell'elettronica e dei computer non sia necessario od utile. Il progresso, però, raramente avviene senza inconvenienti e, specie per quanto riguarda i computer, questi inconvenienti si manifestano sotto forma di apparecchiature nuove che non mantengono la compatibilità con le macchine più anziane o con le norme attualmente in vigore. Uno degli aspetti più frustranti di questa incompatibilità è la difficoltà che si incontra nel tentativo di collegare ad un computer qualche apparecchiatura periferica e ci si accorge che da una parte c'è una porta in parallelo e dall'altra una porta seriale. Questa interfaccia è progettata per ovviare proprio a questo inconveniente: essa facilita il collegamento di una porta RS232 con una porta Centronics.

convertitore RS232/Centronics

CARATTERISTICHE

Convertitore RS232-Centronics con segnali di handshake

MODO DA PARALLELO A SERIALE
● ingresso Centronics bufferizzato
8 linee di dati
Strobe/Busy/Acknowledge
● uscita RS232 0 V / 5 V oppure − 12 V / 5 V
ingresso Terminale Dati Pronto
MODO DA SERIALE A PARALLELO
● ingresso RS232 0 V / 5 V oppure − 12 V / 5 V
uscita Terminale Dati Pronto
● uscita Centronics bufferizzata
Strobe/Busy/Acknowledge
FORMATO DEI DATI SERIALI
— 5,6,7 oppure 8 bit di dati
— parità attivata/disattivata
— 1 o 2 bit di arresto
— segnali di errore (parità, formato e sovraflusso)
VELOCITA' DI TRASMISSIONE
— Possono essere usate due differenti velocità durante le conversioni simultanee da parallelo a seriale e da seriale a parallelo
- 75 - 109,9 - 135 - 150 - 200 - 300 - 600 - 1200 - 1800 - 2400 - 3600 - 4800 - 7200 - 9600

un convertitore da seriale a parallelo e da parallelo a seriale.... con linee di handshake

La validità di questo convertitore da parallelo a seriale e da seriale a parallelo risulterà ovvia dall'elenco delle caratteristiche date nella Tabella qui sopra. Un'occhiata alla Figura 1 mostrerà che quasi tutti i diversi componenti e le varie funzioni hanno uno scopo perfettamente evidente: concentreremo quindi la nostra attenzione su alcuni punti specifici.

Particolari da evidenziare

L'uscita seriale (piedino 2 del connettore RS232) e l'uscita DTR (Terminale Dati Pronto, piedino 20 del connettore RS232) vengono commutate mediante normali generatori di corrente (T1 e T2). Il loro livello logico basso può essere cambiato dall'utente per adeguarsi alle periferiche usate (su questo argomento ritorneremo più avanti).
L'uscita DTR è controllata dal flip flop N23/N24 che, a sua volta, è alimentato dal segnale di uscita DAV (piedino 19 di IC2) e dai segnali Centronics $\overline{ACK}$ oppure BUSY. In questo modo, il flip flop indica alternativamente che il convertitore da seriale a parallelo non può ricevere una nuova informazione ed in seguito, dopo che i dati convertiti saranno stati accettati dalla periferica Centronics, indicherà che il convertitore può nuovamente accettare dati seriali. Il formato di questi dati durante la trasmissione (numero dei bit di dati, dei bit di arresto, ecc.) potrà essere programmato mediante gli interruttori S1...S5. Qualsiasi errore rilevato durante la conversione viene indicato dai LED D12...D14.
Con uno sguardo alla Figura 1 potremo notare i buffer di ingresso N1...N9 ed i buffer di uscita N10...N18 per l'interfaccia Centronics; la Figura 1b mostra l'oscillatore usato per generare le diverse velocità di trasmissione.
Per dare una chiara idea del funzionamento del convertitore, è essenziale studiare la struttura interna della UART AY-3-1015 (IC2): daremo pertanto un rapido sguardo a questo componente.
I blocchi principali che compongono la UART sono mostrati in Figura 2. C'è un blocco denominato trasmettitore (da parallelo a seriale) ed uno chiamato ricevitore (da seriale a parallelo), separati e distinti tra loro. I segnali di clock per queste due sezioni possono anche essere a frequenze completamente diverse, e perciò il convertitore potrà anche accelerare o rallentare la velocità di trasmissione (come vedremo in seguito).
Il segnale di strobe dei dati ($\overline{DS}$) fa entrare i dati in parallelo nel buffer di ingresso del trasmettitore, dal quale saranno poi trasferiti ad un registro a scorrimento per iniziare la conversione.
Anche prima che la conversione sia terminata, il buffer di ingresso viene liberato, in modo da poter accettare un'altra "parola" di dati in

1a

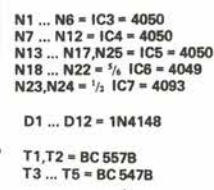



Figura 1a. Questo circuito può effettuare simultaneamente una conversione da parallelo a seriale, ad una determinata velocità di trasmissione, ed una conversione da seriale a parallelo con una cadenza baud diversa. Se la linea DTR non viene usata durante la conversione da parallelo a seriale, essa dovrà essere stabilmente mantenuta alla tensione di + 5 V.

parallelo. Il ricevitore, d'altra parte, riceve i dati seriali nel suo registro a scorrimento (anche se il buffer di uscita contiene ancora i dati della precedente conversione). I dati in parallelo sono trasferiti, dal registro a scorrimento di ingresso al buffer di uscita, soltanto al termine della conversione, praticamente durante il primo bit di arresto. Dopo che è stato completato questo trasferimento, la UART porta la linea DAV (dati disponibili) a livello alto, per indicare che i dati in parallelo sono ora presenti all'uscita.

Conversione da parallelo a seriale

Il procedimento di conversione è mostrato in Figura 3. Quando la linea di strobe dei dati dell'interfaccia Centronics (STR) va a livello basso, gli otto bit in parallelo sono caricati nel buffer di ingresso e la linea TBMT (buffer trasmettitore vuoto) va a livello basso per indicare che la UART non è in grado, per il momento, di ricevere dati paralleli. Il verificarsi di questa situazione manda a livello alto la linea BUSY della Centronics. Il registro a scorrimento di uscita è vuoto così che i dati vi possono essere immediatamente trasferiti. Ha inizio adesso la conversione; la linea TBMT ritorna a livello alto non appena il buffer di ingresso si vuota, e può così ricevere nuovi dati. La linea BUSY va di nuovo a livello basso, portando allo stesso livello la linea ACK. Questa situazione indica alla periferica che il convertitore ha ricevuto i dati in modo corretto. Se nuovi dati arrivano prima che il registro a scorrimento di uscita sia vuoto (in altre parole, durante la conversione), i dati stessi verranno caricati nel buffer di ingresso, ma dovranno attendere prima di essere trasferiti nel registro

1b

Figura 1b. Anche se siamo particolarmente interessati nei riguardi della struttura interna dello UART usato in questo circuito, l'oscillatore ha invece pochi motivi per attirare la nostra attenzione. Osserviamo, per inciso, che la frequenza dell'oscillatore a quarzo (F16) e la metà di questa frequenza (F15) sono presenti rispettivamente ai piedini 18 e 19. Comunque, nessuna di queste due frequenze sarà usata nel nostro circuito.

a scorrimento. La linea BUSY Centronics rimane a livello alto fino a quando non sarà possibile questo trasferimento. Ogni parola di dati in parallelo viene caricata alla velocità della precedente conversione, cosicché non c'è perdita di tempo o di sincronizzazione.
Se la periferica non può accettare i dati in parallelo (che sono convertiti in dati seriali) ad una velocità pari a quella della conversione effettuata dalla UART, questa situazione viene immediatamente segnalata dal passaggio a livello basso della linea DTR (piedino 20 del connettore RS232). Di conseguenza, la linea BUSY viene resa attiva, tramite T5, T3 e D2, di modo che il flusso dei dati in parallelo viene arrestato. Se il segnale DTR non viene mai usato (come accade quando i dati seriali sono ricevuti con velocità maggiore di quella di emissione dei dati in parallelo) la linea DTR deve essere mantenuta in permanenza a livello alto.

Conversione da seriale a parallelo

La ricezione dei dati seriali inizia non appena la linea SI (ingresso seriale) commuta per la prima volta da livello alto a basso. Osservare però che la UART riconoscerà questo segnale come bit di avviamento soltanto se ha una durata almeno uguale a quella di mezzo bit. Questa transizione da alto a basso di SI resetta a zero la linea di uscita DAV, tramite la linea RDAV. Ciò è necessario per garantire che, dopo la conversione, i dati seriali possano essere

2

Figura 2. Una sguardo ai componenti interni dello UART (Ricevitore / Trasmettitore Universale Asincrono) rivela la presenza di due sezioni autonome: una per la conversione da parallelo a seriale e l'altra per la conversione da seriale a parallelo.

trasferiti dal registro a scorrimento di ingresso al buffer di uscita in parallelo, che deve di conseguenza essere vuoto.
Chiamare "vuoto" il buffer di uscita è una definizione relativamente imprecisa, perché in realtà esso non è mai vuoto. Ciò che importa è che i dati convertiti in precedenza, ancora presenti, siano stati almeno letti dalla periferica. Il protocollo Centronics richiede che la periferica segnali quando ha ricevuto i dati, mediante una transizione da alto a basso sulla linea BUSY oppure sulla linea $\overline{ACK}$. Il diagramma di temporizzazione di Figura 4 mostra che la conversione ha inizio non appena viene ricevuto il primo bit di arresto. La linea DAV della UART va poi a livello alto ed attiva l'uscita di strobe $\overline{STR}$ nell'interfaccia Centronics. La linea di uscita DTR della RS232

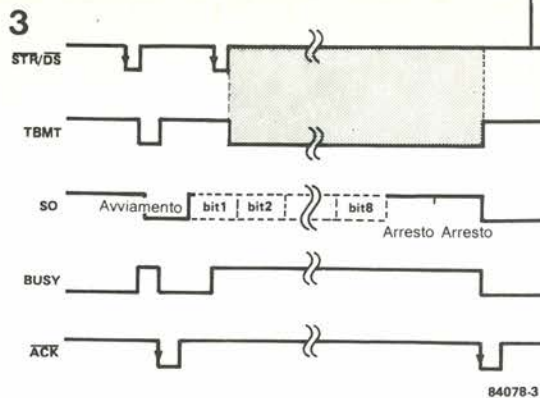



Figura 3. Temporizzazione dei dati e dei segnali di handshake, durante una conversione da parallelo a seriale. All'inizio, il registro a scorrimento di uscita è vuoto; quando arriva la seconda parola di dati da convertire, la prima non è stata ancora inviata all'uscita.

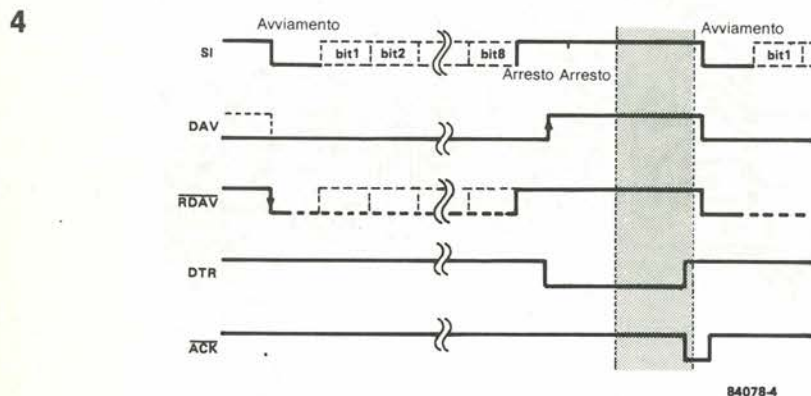



Figura 4. Temporizzazione dei segnali durante una conversione da seriale a parallelo. La conversione della seconda parola di dati potrà iniziare soltanto quando la precedente parola sarà stata accettata dall'uscita (situazione segnalata da un fronte di commutazione discendente in ACK).

va a livello basso, tramite il flip flop N23/N24, per segnalare al generatore dell'informazione seriale che i dati precedentemente convertiti non sono stati ancora caricati dall'apparecchiatura "destinataria". Quando quest'ultima legge i dati in parallelo, appare un fronte di commutazione negativo sulla linea BUSY, oppure sulla linea $\overline{ACK}$, ed il flip flop N23/N24 cambia stato. La linea di uscita DTR va nuovamente a livello alto e questa situazione indica che il convertitore è pronto a ricevere altri dati seriali. Osservare, per inciso, che la linea DAV potrebbe essere resettata applicando il fronte di discesa della linea BUSY od $\overline{ACK}$ ad $\overline{RDAV}$, invece di usare per questo scopo la linea SI.
Se la linea DAV non è stata resettata, quando i nuovi dati seriali sono stati trasferiti dal registro a scorrimento, nel bus di uscita, la UART segnala un impilamento di dati attivando l'uscita OR (Over-Run, ossia sovraccarico). Nel nostro circuito, la linea $\overline{RDAV}$ viene sempre attivata dal bit di avviamento dei nuovi dati, di modo che l'uscita di errore OR non verrà mai attivata dalla UART. Il generatore di dati seriali deve di conseguenza controllare lo stato della linea di uscita DTR del convertitore.
L'uscita PE (Errore di Parità) della UART va a livello alto ogni volta che il ricevitore rileva, appunto, un errore di parità. Se la linea NP (assenza del bit di parità) è a livello alto (S5 aperto), significa che non c'è il bit di parità e nemmeno quello di disparità e l'uscita PE rimane permanentemente a livello basso.
L'uscita FE (errore di delimitazione) va a livello alto se il ricevitore non riceve un bit di arresto valido.
Naturalmente, questi segnali di errore valgono soltanto per dati di ingresso seriali. La programmazione del formato dei dati seriali (con S1...S5, vedi Tabella 1) vale d'altra parte

Tabella 1.

S1	aperto: parità chiuso: disparità	
S4	aperto: 2 bit di arresto chiuso: 1 bit di arresto	
S5	aperto: non c'è bit di parità chiuso: parità/disparità	
S2	**S3**	**numero di bit di dati**
chiuso	chiuso	5
chiuso	aperto	6
aperto	chiuso	7
aperto	aperto	8

sia per la ricezione che per la trasmissione. Un particolare interessante nei riguardi di questa programmazione è che potrà essere fatta sia manualmente, mediante i commutatori, che tramite la porta di uscita di un microprocessore. I livelli logici sulle linee EPS, NB1, NB2, TSB ed NP sono validi quando la linea CS (piedino 34) va a livello alto (nel nostro caso, questa linea è collegata in permanenza a + 5 V).

Costruzione ed uso

Dopo aver preso in esame il protocollo relativo a questo progetto, è ora giunto il momento di descrivere il vero e proprio hardware.
Costruendo il circuito sulla scheda mostrata in Figura 5, ricordatevi di intercollegare i due

Elenco dei componenti

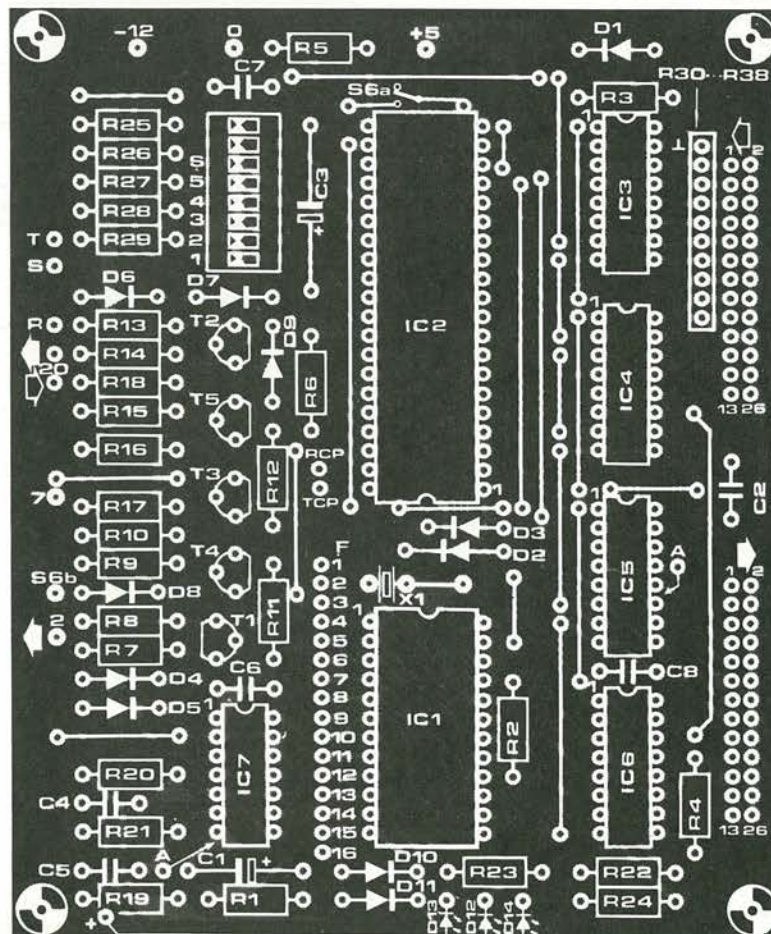
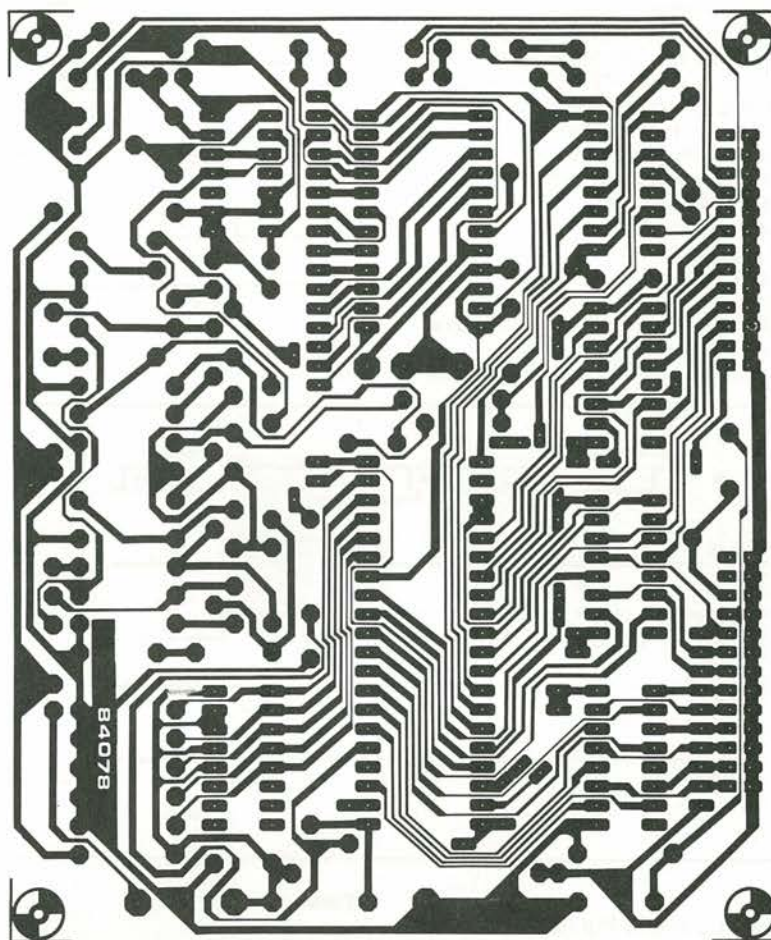
Resistenze

R1, R3, R9, R15, R17,
R19...R21 = 10 k
R2 = 1 M
R4, R25...R29 = 4k7
R5 = 470 Ω
R6, R12 = 22 k
R7, R13 = 8R2
R8, R14 = 1 k
R10, R11, R16, R18 = 47 k
R22...R24 = 220 Ω
R30...R38 = 47 k
(può essere anche un'unica rete di resistenze SIL 9 x 47k)

Condensatori

C1 = 10 μ/16 V
C2, C6...C8 = 100 n
C3 = 47 μ/16 V
C4 = 1 n
C5 = 10 n

Semiconduttori

D1...D11 = 1N4148
D12...D14 = LED rosso
T1, T2 = BC557B
T3...T5 = BC547B
IC1 = MC14411 (Motorola)
IC2 = AY-3-1015 (vedi testo)
IC3...IC5 = 4050
IC6 = 4049
IC7 = 4093

Commutatori

S1...S5 = commutatore DIL ad 8 poli (3 poli inutilizzati)
S6 = doppio deviatore
S7, S8 = commutatori a wafer, 1 via, 12 posizioni

Varie

X1 = cristallo di quarzo 1,3432 MHz
1 connettore maschio 25 piedini tipo D (RS232)
1 connettore femmina a 25 piedini tipo D (RS232)
2 prese maschio da 26 piedini (per connettore femmina con cavo a piattina)

5

Figura 5. Tutti i componenti delle Figure 1a ed 1b sono montati sul medesimo circuito stampato, tranne i due commutatori rotativi. Questi non sono necessari se viene usata una velocità baud fissa, nel qual caso sarà necessario collegare i punti RCP e TCP alle corrette uscite di IC7, mediante corti spezzoni di filo.

punti contrassegnati A, uno tra C1 e C5 e l'altro a lato di IC5. Ci sono due possibilità per R30...R38: una rete SIL oppure nove resistenze separate, con un lato comune semplicemente ottenuto mediante un collegamento volante ed un filo separato diretto al circuito stampato. Analogamente, i diodi D1...D14 hanno gli anodi collegati in comune, e poi a + 5 V. Fare attenzione durante il cablaggio del commutatore S6: quando S6a è aperto, S6b deve essere chiuso e viceversa. L'ingresso dei dati seriali ("3" sullo schema di Figura 2) viene chiamato S6b sulla disposizione dei componenti del circuito stampato: si tratta in realtà del polo comune del commutatore S6b. La corrente assorbita è di circa 50 mA (a + 5 V) e dovrà essere preferibilmente prelevata da determinate uscite Centronics (fare riferimento al vostro manuale d'utente). La tensione di − 12 V è necessaria soltanto per i segnali seriali di uscita, quando il ricevitore non èin grado di distinguere tra il potenziale di massa ed un livello logico definito come zero volt. In questo caso dovrà essere usato un ponticello per congiungere R a T (invece che R ad S). Gli ingressi SI e DTR si accontentano di livelli logici compresi tra 5 V e 0 V, ed anche di livelli compresi tra 5 V e − 12 V. Ci sono diversi integrati, "equivalenti" o "predecessori" dell'AY-5-1015 (per esempio l'AY-3-1013 o l'MM5303), che possono essere anch'essi usati in questo circuito, purché al loro piedino 2 sia applicata la tensione a − 12 V.
Se desiderate effettuare modifiche od aggiunte a questo circuito, potrebbe essere utile ricordare che ci sono ancora due porte NAND a trigger di Schmitt ed un buffer inutilizzati, in IC6 ed IC7.
Ora che il circuito è stato montato, tutto ciò che rimane da fare è imparare come usarlo. I tre modi fondamentali di usare il convertitore sono quelli indicati nella Figura 6. In Figura 6a, un computer trasmette dati seriali ad una stampante con ingresso in parallelo. I numeri dati corrispondono a quelli per un connettore tipo D su un'interfaccia RS232 e per un'interfaccia Centronics. Nella Figura 6b, è la stampante che ha un ingresso seriale, mentre il computer ha un'uscita in parallelo. Nel primo di questi due esempi, il segnale di clock (sedici volte la frequenza necessaria per la cadenza di trasmissione desiderata) è applicato alla sezione ricevente (cioè all'ingresso RCP dello UART); nel secondo esempio, il segnale di clock è applicato alla sezione trasmittente (ingresso TCP). Osservare che, in Figura 6c, il segnale di clock è applicato simultaneamente agli ingressi RCP e TCP. Il reale interesse di questo formato sta nella possibilità di usare due differenti frequenze per i due segnali di clock, per provocare un aumento od una diminuzione della cadenza di trasmissione. In questo caso, l'uscita Centronics del convertitore deve essere collegata al suo proprio ingresso Centronics (comprese le linee handshake). Se la velocità di trasmissione è maggiore della velocità del ricevitore, è molto importante controllare lo stato della linea DTR prima che venga emesso ciascun nuovo dato seriale.
Infine, un'ultima parola circa la funzione di S6. Questo commutatore permette di applicare i dati seriali emessi dallo UART al suo proprio ingresso. Per questo cosiddetto "modo locale" S6a dovrà essere perciò in posizione "a" ed S6b in posizione "b". Ciò permette di rilevare qualsiasi errore nel segnale seriale di uscita (per esempio PE od FE). Se la linea di ingresso DTR è stata mandata forzatamente a livello alto, l'uscita OR rimane inattiva ed il LED D13 non si accende.

6a

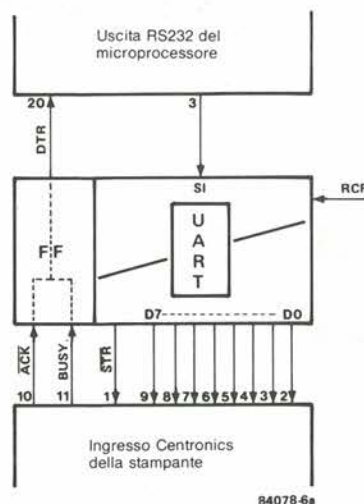
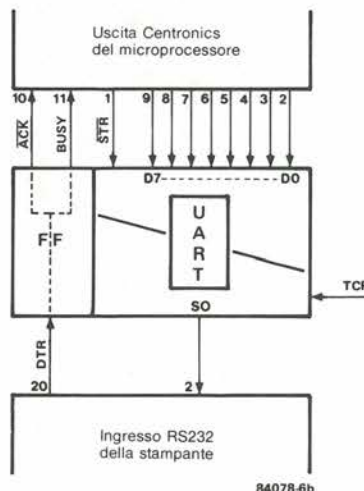
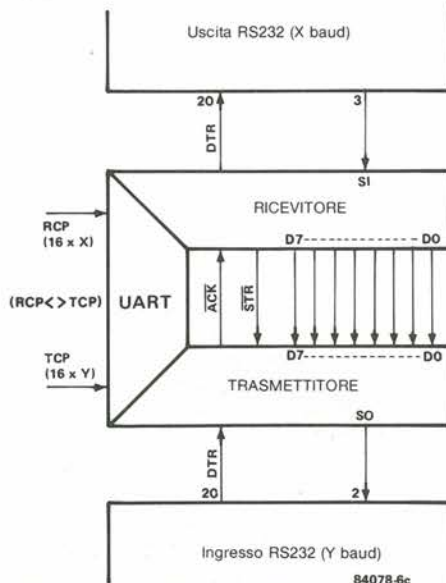



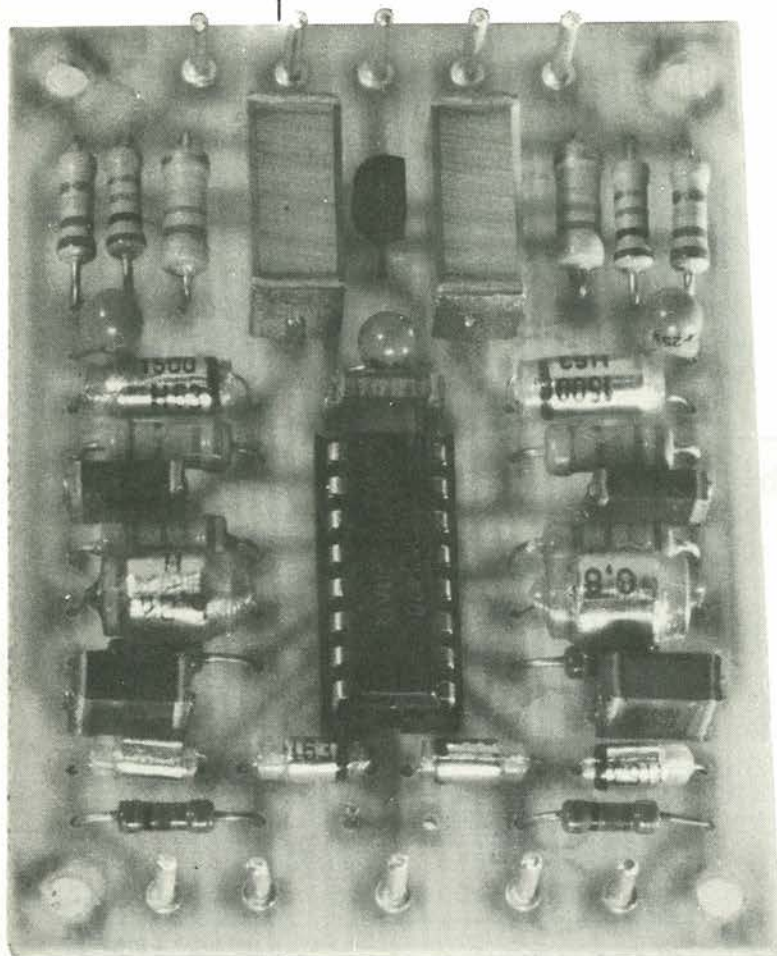
Figura 6a. Qui il convertitore viene usato tra un'uscita seriale ed un ingresso in parallelo. Il numero dei piedini corrisponde alla disposizione generalmente usata per questo tipo di collegamenti.

6b

Figura 6b. In questo caso, il convertitore è collegato tra un'uscita in parallelo ed un ingresso seriale. Per l'interfaccia Centronics, sono mostrati sia il segnale ACK che il segnale BUSY, ma in pratica ne potrà essere usato solo uno alla volta.

6c

Figura 6c. Se i dati di uscita Centronics vengono riportati all'ingresso Centronics e vengono usate due diverse frequenze di clock per RCP e TCP, il convertitore aumenterà (TCP maggiore di RCP) oppure diminuirà (TCP minore di RCP) la sua velocità baud.

Non molto tempo fa abbiamo pubblicato la descrizione di un preamplificatore (preamplificatore fono per cartucce MC/MM - ottobre 1983, pagg. 10-30) ma esso era previsto per far parte della serie audio XL. Questo tipo di apparecchiatura è comunque sempre attuale; abbiamo quindi continuato a fare esperimenti ed i risultati sono contenuti in questo articolo.

preamplificatore dinamico

per pick-up magnetici

Il progetto comprende alcune speciali caratteristiche che lo rendono più efficiente di qualsiasi altro preamplificatore. Esso è destinato principalmente ad essere montato in un giradischi. Una sistemazione di questo genere impedisce di usare un lungo cavo di alimentazione tra il pick-up e l'amplificatore principale. Un cavo di alimentazione troppo lungo è infatti causa di ronzio ed aggiunge un notevole carico capacitivo ai capi del pick-up. Dato che la lunghezza del cavo può variare da un'installazione all'altra, sarebbe impossibile assegnare un valore alla sua capacità. Inoltre, per raggiungere una corretta caratteristica di frequenza, è indispensabile che il pick-up sia chiuso sulla giusta impedenza. L'induttanza della bobina del pick-up e la capacità d'ingresso del preamplificatore formano un circuito risonante, la cui frequenza è usata dai produttori per ottenere la parte per portare al giusto livello l'estremità ad alta frequenza della caratteristica di risposta. Un disadattamento capacitivo provoca di conseguenza una caduta prematura delle alte frequenze oppure un picco che viene spostato verso il centro della caratteristica.

Poiché questo preamplificatore non impiega un lungo cavo di alimentazione, l'adattamento tra il pick-up e l'amplificatore può essere ottimizzato.

Dato che l'amplificatore è montato all'interno del grammofono, diventa possibile usare un circuito d'ingresso simmetrico, che riduce ulteriormente la probabilità di ronzio, e permette di risparmiare un condensatore di ingresso.

La caratteristica di de-enfasi soddisfa ai relativi requisiti della IEC (Commissione Elettrotecnica Internazionale) ed è stata adottata praticamente da tutte le industrie discografiche del mondo occidentale e da organizzazioni quali la AES (società degli audiotecnici), la RIAA (associazione delle industrie discografiche americane) e la NARTB (associazione nazionale americana della emittenza radio e televisiva).

L'apparecchio può essere facilmente modificato per fornire un normale ingresso asimmetrico, così da poter essere inserito nell'amplificatore principale invece che nel giradischi. Può essere anche trasformato in amplificatore microfonico, tralasciando il circuito di deenfasi.

Un po' di teoria di base

Esistono due modi principali di registrazione: a velocità costante e ad ampiezza costante; generalmente viene usata una combinazione di questi due modi.

Nella registrazione a velocità costante, se sono elaborate in sequenza dall'amplificatore di registrazione diverse frequenze allo stesso livello, ciascuna di esse pilota lo stilo di incisione con la medesima velocità massima durante ciascun ciclo audio. Questo tipo di registrazione non può essere impiegato però al di sotto di circa 500 Hz, perché è accompagnato da un aumento dell'ampiezza che è inversamente proporzionale alla frequenza, con il risultato che la normale spaziatura dei solchi (circa 100 micrometri) risulterebbe inadeguata.

Nella registrazione ad ampiezza costante, vengono elaborate diverse frequenze allo stesso livello, in modo che abbiano la stessa ampiezza massima sul disco. In questo tipo di registrazione, la velocità massima è proporzionale alla frequenza perché lo stilo deve oscillare con la medesima ampiezza, impiegando un tempo inferiore man mano che si riduce la durata del periodo. Di conseguenza, nella registrazione ad ampiezza costante, la velocità raddoppia ogni volta che viene raddoppiata la frequenza. Per ciascun aumento di un'ottava della frequenza c'è un aumento di 6 dB nella velocità, e perciò la velocità a 16.000 Hz sarà maggiore di 30 dB rispetto a quella a 500 Hz. Si tratta sostanzialmente di un fenomeno paragonabile alla pre-enfasi, che non

è però sufficiente ad ottenere la caratteristica richiesta per la registrazione. Questa caratteristica viene ottenuta con mezzi elettrici, attenuando le basse frequenze ed esaltando le alte frequenze, come è mostrato dalla curva caratteristica di pre-enfasi in registrazione, disegnata in Figura 1. Occorre osservare che l'esaltazione delle alte frequenze dà come risultato un maggior rapporto segnale/rumore in riproduzione (riducendo di conseguenza in modo considerevole il fruscio dovuto al contatto dello stilo con la superficie del disco).
Per ottenere, durante la riproduzione, una risposta in frequenza uniformemente piatta, il preamplificatore deve esaltare le frequenze basse ed attenuare le alte frequenze secondo la caratteristica di de-enfasi in riproduzione mostrata in Figura 1. Osservare che la caratteristica di de-enfasi ha un andamento inverso rispetto alla caratteristica di pre-enfasi in registrazione. Le curve sono caratterizzate da tre costanti di tempo, associate rispettivamente con le regioni di bassa, media ed alta frequenza dello spettro audio.
La caratteristica di de-enfasi può essere ottenuta in modi diversi: mediante circuiti passivi (collegati sia a monte che a valle dell'amplificatore), mediante adatti anelli di retroazione oppure con una combinazione di questi due sistemi. Lo schema a blocchi di Figura 2 illustra l'ultima soluzione: un amplificatore a basso rumore con ingresso simmetrico è seguito da un filtro passa-basso con costante di tempo di 75 microsecondi, che corrispondono ad una frequenza di taglio di 2120 Hz. Questo filtro è seguito da un secondo amplificatore, con anello di retroazione dipendente dalla frequenza, che fornisce le costanti di tempo di 3180 microsecondi e 318 microsecondi, corrispondenti rispettivamente alle frequenze di transizione (punti nei quali la curva di risposta cambia pendenza) di 50 Hz e 500 Hz.

Descrizione del circuito

Il preamplificatore è basato su un circuito integrato tipo TDA 3420, che è stato appositamente progettato per applicazioni nei sistemi audio stereo di buona qualità. Ogni canale è formato da due amplificatori indipendenti: il primo ha un guadagno fisso (28 dB) mentre il secondo è un amplificatore operazionale per applicazioni audio.
Facendo riferimento alla Figura 3, l'ingresso simmetrico è collegato tra i piedini 6 e 7 (i numeri dei piedini tra parentesi si riferiscono al secondo canale). Il carico del pick-up è formato dalla combinazione di R1 e C1 in parallelo. La resistenza, che è del tipo a strato metallico per ridurre le tensioni di rumore ai suoi capi, ha un valore pressoché doppio rispetto a quello normalmente impiegato in un preamplificatore, e questo perché essa è shuntata dall'impedenza di circa 100 k presente tra i piedini 6 e 7. Il condensatore ha anch'esso una capacità più elevata di quanto si usi normalmente in questi tipi di circuiti, per compensare l'assenza di un cavo di alimentazione tra il pick-up ed il preamplificatore. Questo cavo ha normalmente una capacità di alcune centinaia di picofarad. I valori di R1 e C1 possono, naturalmente, essere modificati a seconda del particolare tipo di pick-up usato.
Il circuito R2/C3/C4 fornisce una costante di

1

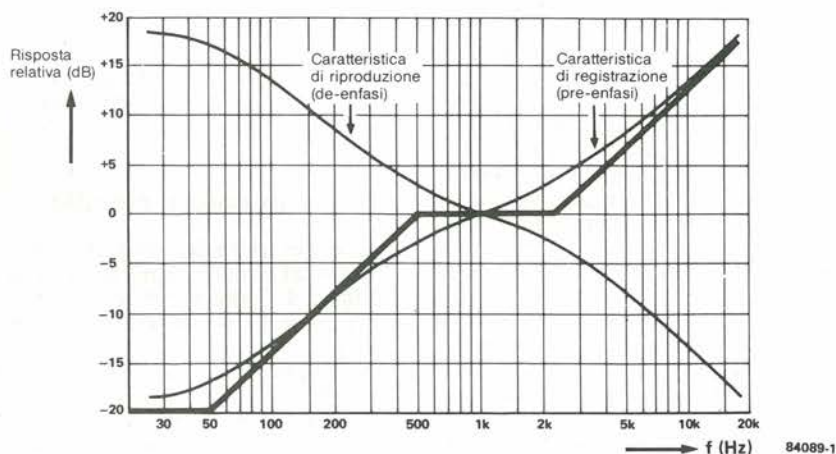



Figura 1. Le caratteristiche di registrazione e riproduzione raccomandate dalla IEC sono state adottate dalla maggior parte delle industrie discografiche nel mondo occidentale ed anche da organizzazioni come la AES (società degli audio tecnici), dalla RIAA (associazione delle industrie discografiche americane) e dalla NARTB (associazione nazionale dell'emittenza radio e televisiva).

2

Zin
A1
2120 Hz
A2
50/500 Hz
84089-2

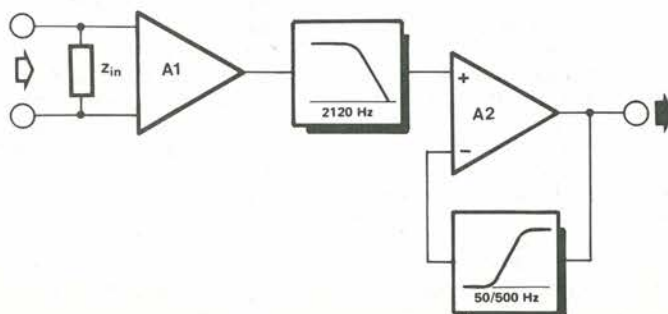



Figura 2. La correzione ad alta frequenza nel preamplificatore dinamico avviene dopo il primo stadio amplificatore, mentre la correzione in bassa frequenza è incorporata nel circuito di controreazione del secondo amplificatore. Non è necessario un condensatore di ingresso, perché questo ingresso è simmetrico.

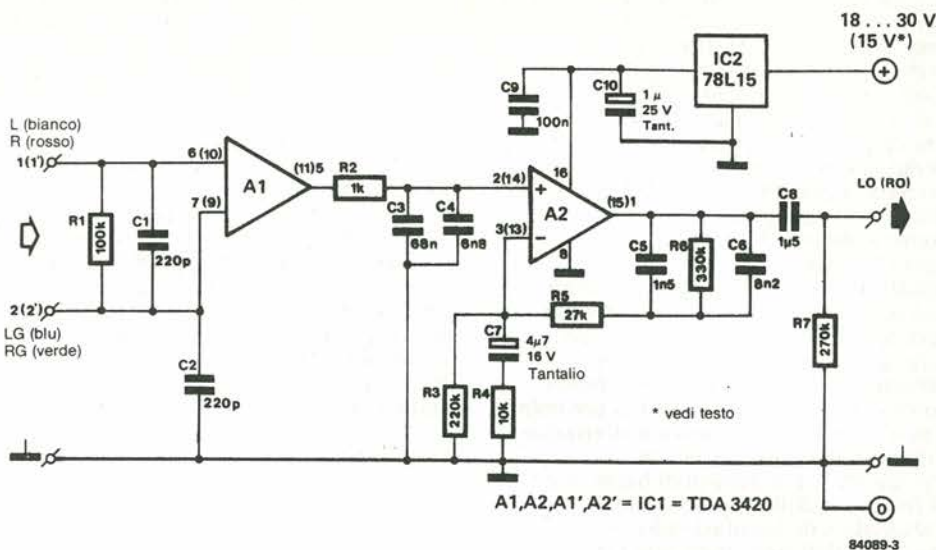



Figura 3. Lo schema elettrico qui illustrato serve per un solo canale. A1 è uno stadio preamplificatore a basso rumore con retroazione interna ed un guadagno predeterminato di circa 28 dB. A2 è un amplificatore operazionale. Il guadagno totale, alla frequenza di 1 kHz, è dell'ordine di 40 dB.

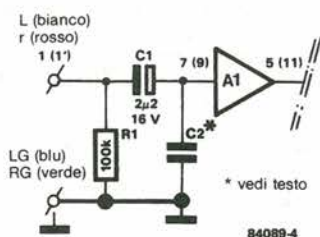
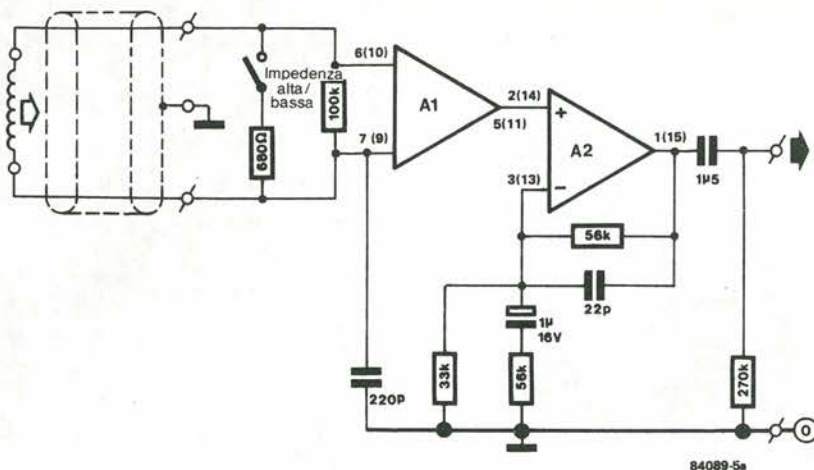



Figura 4. Lo stadio di ingresso del preamplificatore è stato qui predisposto secondo una configurazione asimmetrica. Il condensatore C2, unitamente alla capacità del cavo compreso tra il pick-up ed il circuito di ingresso, serve ad adattare l'impedenza della cartuccia a quella d'ingresso. La resistenza in posizione R3 dovrà essere ridotta a 120 kΩ, per garantire la migliore estensione dinamica.

tempo di 75 microsecondi, corrispondente ad un punto di transizione di 2120 Hz. Gli altri due punti di transizione sono forniti dall'amplificatore A2 e dal suo anello di controreazione. Il guadagno alle basse frequenze è elevato, a causa delle resistenze R6, R5 e della combinazione in parallelo R3/R4. Esso diminuisce alle frequenze maggiori a causa della diminuzione delle reattanze di C5 e C6, che shuntano R6. Il guadagno c.c. è fissato a circa 8 dB da R6, R5 ed R3. Poiché la tensione di uscita c.c. di A1 (A1') è di circa 2,8 V, quella di A2 (A2') raggiunge il valore di circa metà della tensione di alimentazione a 15 V, ed in questo modo viene assicurata la migliore estensione dinamica.
La tensione di alimentazione è stabilizzata da IC2, che è un regolatore di tensione tipo 78L15. L'ingresso a questo circuito integrato potrebbe essere prelevato dall'avvolgimento di campo del motore del giradischi. Se ciò non è possibile, potrà essere derivata una linea di alimentazione dall'amplificatore principale, oppure potrà essere aggiunto al preamplificatore un semplice alimentatore. La corrente assorbita dal preamplificatore è di appena 10 mA.
Come stabilito in precedenza, il circuito d'ingresso può essere reso asimmetrico e questa scelta sarà opportuna se il circuito è inserito nell'amplificatore principale, specie se questo ha una sola linea di segnale per ciascun canale. Il circuito viene così trasformato in modo da risultare analogo a quello mostrato in Figura 4. È necessario ridurre il valore di C2 perché questo condensatore è shuntato dalla capacità del cavo di collegamento. Il guadagno c.c. di A2 (A2') è leggermente inferiore, perché la tensione di uscita c.c. di A1 (A1') viene ridotta a causa della mancanza di componenti collegati al piedino 6.
L'impiego come amplificatore lineare (per esempio per un microfono) con ingresso simmetrico è illustrata in Figura 5a e quella con ingresso asimmetrico in Figura 5b. La prima applicazione (Figura 5a) è da preferire, perché rende possibile collegare un microfono simmetrico senza trasformatore di ingresso. Osservare che, in entrambe le figure, i componenti che determinano la caratteristica di de-enfasi non sono stati disegnati. Il guadagno c.c. di A2 (A2') è stato opportunamente modificato. La resistenza da 680 Ω è necessaria per l'adattamento dell'uscita microfonica.

Come funziona il circuito

La disposizione dei componenti e le piste di rame del circuito stampato sono mostrate in Figura 6. Come potrete osservare, il circuito stampato è stato progettato per un amplificatore stereo con ingressi simmetrici. Il montaggio dei componenti sul circuito stampato non dovrebbe presentare particolari difficoltà, ma bisogna fare molta attenzione al momento dell'installazione nel giradischi e del relativo collegamento. L'ingresso simmetrico non permette di collegare a massa gli schermi delle linee di segnale. Un'occhiata alla cartuccia grammofonica illustrata schematicamente in Figura 7, permette di osservare che da essa emergono quattro piedini di colore diverso: il bianco ed il blu per il canale sinistro, il rosso ed il verde per il canale destro. Questi piedini sono collegati alla morsettiera di connessione del giradischi tramite fili che attraversano il braccio della puntina. Nella morsettiera di connessione, i fili blu e verde sono collegati a massa: questi fili dovranno perciò essere staccati e ricollegati ai terminali 2 e 2'. I fili di colore bianco e rosso dovranno essere collegati rispettivamente ai terminali 1 ed 1'.
L'astuccio metallico della cartuccia è spesso collegato al piedino blu o verde mediante un piccolo capocorda per garantire che sia collegato a massa. Con un ingresso simmetrico

5a

b

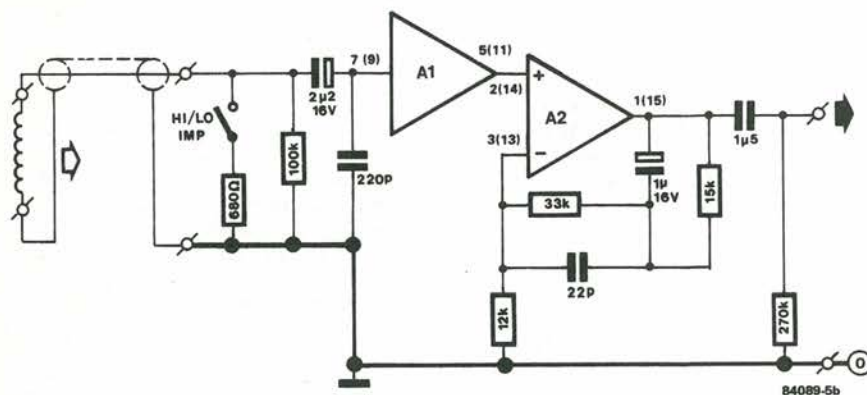



Figura 5. Il preamplificatore nella configurazione lineare per segnali microfonici. L'ingresso potrà essere simmetrico (5a) oppure asimmetrico (5b).

8

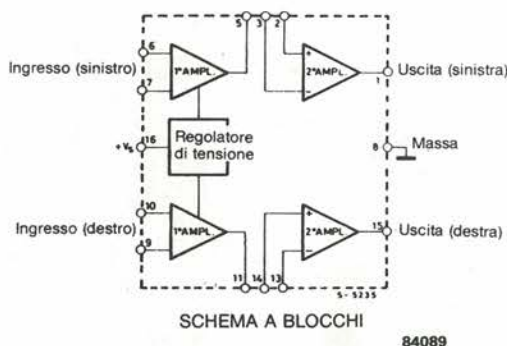



Figura 8. Rappresentazione schematica del TDA 3420.

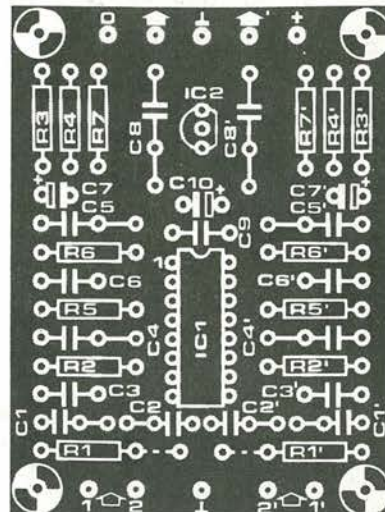
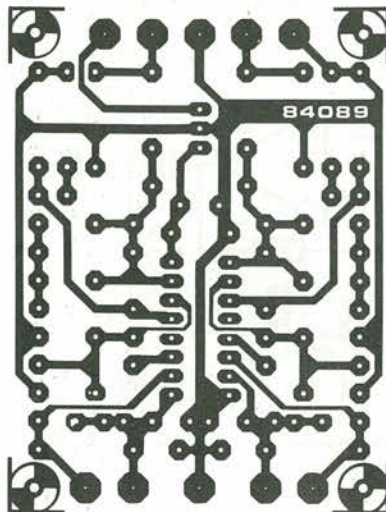
questo collegamento dovrà essere interrotto, ma è essenziale che l'involucro rimanga collegato a massa. Se il collegamento è stato effettuato mediante un capocorda, sarà più facile interromperlo. In caso diverso, controllare se c'è un collegamento interno tra l'astuccio ed i cavi blu/verde. Se è così, sussiste un certo rischio di ottenere ronzio all'uscita. Nel qual caso, è bene accertarsi che la cartuccia metallica sia isolata dal resto del braccio inserendo, per esempio, la cartuccia in una conchiglia di nylon o poliestere. Se ci fosse

Figura 6. Circuito stampato del preamplificatore con circuiti d'ingresso simmetrici. Con adatte modifiche, sulla stessa basetta potrà essere costruita l'altra versione del circuito.

Elenco dei componenti
Versione simmetrica

Resistenze

R1,R1' = 100 k,
R2,R2' = 1 k,
R3,R3' = 220 k
R4,R4' = 10 k
R5,R5' = 27 k
R6,R6' = 27 k
R7,R7' = 270 k

Condensatori

C1,C1',C2,C2' = 220 p,
C3,C3' = 68 n,
C4,C4' = 6n8,
C5,C5' = 1n5,
C6,C6' = 8n2,
C7,C7' = 4µ7/16 V
C8,C8' = 1µ5,
C9 = 100 n
C10 = 1 µ/25 V,

Semiconduttori

IC1 = TDA 3420
IC2 = 78L15

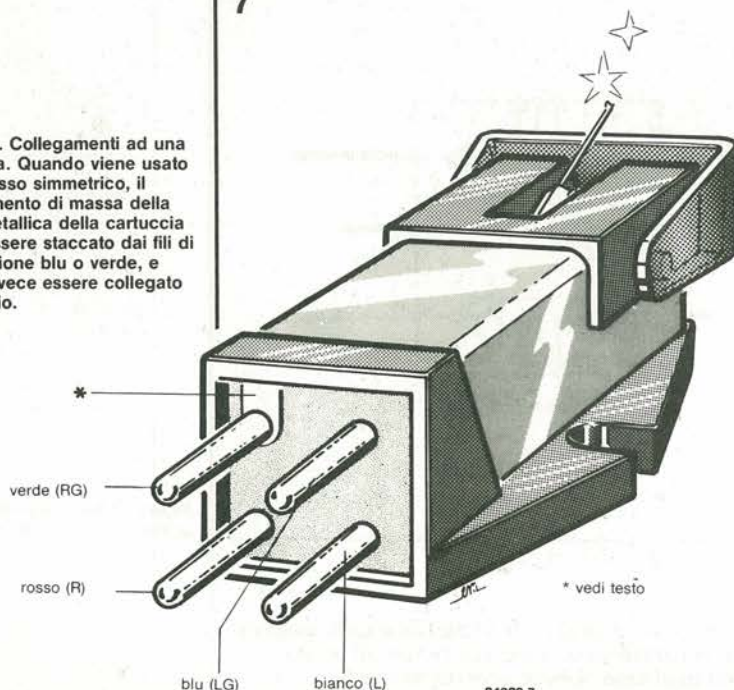
Modifiche per la versione asimmetrica

(R6,R6' = 120 k)
(C1,C1' = 2µ2/16 V) tantalio

6

ancora ronzio (il braccio è correttamente collegato a massa?), provare con un ingresso asimmetrico. Questo potrà essere eseguito semplicemente modificando il circuito d'ingresso, come mostrato in Figura 4. La pista del circuito stampato diretta al piedino 6 (10) del circuito integrato dovrebbe essere interrotta con l'aiuto di un tagliapiste o di un coltellino affilato.
Poiché, con un ingresso asimmetrico, la tensione di uscita c.c. di A1 si riduce a circa 1,5 V, il guadagno di A2 dovrà essere modificato per mantenere l'estensione dinamica ottimale. Ciò viene ottenuto sostituendo la resistenza da 220 kΩ, nella posizione R3, con una da 120 kΩ.

7

Figura 7. Collegamenti ad una cartuccia. Quando viene usato un ingresso simmetrico, il collegamento di massa della parte metallica della cartuccia dovrà essere staccato dai fili di connessione blu o verde, e dovrà invece essere collegato al braccio.

Tutti i condensatori, tranne C7, C7' e C10, sono del tipo al polistirolo od a film plastico, a motivo delle precise tolleranze disponibili con questi tipi.
Le uscite sono del tipo stereo convenzionale: canali destro e sinistro e massa. Esse devono essere collegate all'ingresso LINE o DIN dell'amplificatore (per esempio "aux"). NON usare l'ingresso MD, perché verrebbe cosi applicata una doppia correzione di de-enfasi, sovraccaricando anche in modo grave l'amplificatore.
I requisiti di alimentazione sono piuttosto ridotti, specie perché il preamplificatore ha un regolatore di tensione incorporato. La tensione di ingresso (non regolata) potrà essere compresa tra 18 e 30 V. In molti casi, questa tensione potrà essere prelevata dall'avvolgimento di campo del motore del giradischi. Se ciò non fosse possibile, dovrete costruire un alimentatore munito di un piccolo trasformatore di rete (la corrente necessaria è di soli 10 mA circa), un rettificatore a ponte ed un condansatore di livellamento. Sarebbe anche possibile ricavare l'alimentazione dall'amplificatore principale: se questa è di circa + 15 V (massimo 18 V - regolati), i due piedini estremi di IC2 dovranno essere cortocircuitati mediante un ponticello.
Quando la tensione di alimentazione viene ricavata dall'amplificatore principale, state attenti ad evitare che si formino spire di massa. La linea negativa del circuito di alimentazione è quasi certamente collegata a massa, e di conseguenza alla schermatura del circuito di ingresso dell'amplificatore principale. La linea negativa del preamplificatore è ancheessa collegata a massa. In questa situazione, la calza del cavo schermato, nell'amplificatore principale o nel preamplificatore, dovrà essere staccata dalla massa.
Questo circuito può essere modificato per formare un amplificatore lineare (microfonico) sullo stesso circuito stampato. Lo schema elettrico per questa configurazione è illustrato in Figura 5, dal quale risulta evidente che in determinate posizioni dovranno essere montati componenti di valori diversi, oppure certi componenti dovranno essere addirittura omessi. ◼

Il modem ad accoppiamento diretto, che verrà pubblicato in uno dei prossimi numeri di Elektor, permetterà un'applicazione molto importante e nuova (per noi) della norma RS232/V24. Questa applicazione è diversa da qualsiasi altra esigenza posta prima a questo protocollo, perché fa uso di alcuni segnali di controllo ausiliari che raramente sono stati necessari, sino ad ora, nei circuiti di Elektor. Di conseguenza, questi segnali non ci sono familiari come quelli normali. Per questo motivo abbiamo deciso di sottoporre ad un attento esame lo standard CCITT e così potremo vedere perché, anche se questa è un'interfaccia "seriale", sono necessarie tante linee.

RS232/V24: i segnali

uno sguardo a tutti i segnali raccomandati da questo standard

Lo standard RS232/V24 è considerato l'interfaccia seriale capostipite. È stato progettato per stabilire uno specifico collegamento, e precisamente quello tra un terminale ed un modem. Secondo le precise parole del CCITT (Comitato Consultivo per comunicazioni Telegrafiche e Telefoniche Internazionali), questo standard è previsto "per interscambio tra terminali di dati ed apparecchiature di terminazione per circuito dati". Per evitare che il testo diventi troppo "verboso", verranno usate parecchie abbreviazioni. Le più comuni sono: DTE (Data Terminal Equipment = apparecchiatura per terminale dati) che sta a significare un gruppo di due "macchine" interfacciate che producono e/o elaborano l'informazione (computer, terminali, ecc.); DCE (Data Circuit-terminating Equipment = apparecchiatura di terminazione per circuito dati), che sta a significare un'apparecchiatura interfacciata che trasmette o riceve informazioni ma non le elabora. Un apparecchio di quest'ultimo tipo è il modem (MOdulatore/DEModulatore) che è a volte denominato gruppo dati.
È chiaro che l'impiego dell'RS232/V24 per comunicazioni tra due computer, oppure tra un computer ed una stampante (se ciò è possibile), è una deviazione dal suo scopo originale. I segnali specifici necessari per la comunicazione tra un terminale ed un modem saranno naturalmente diversi da quelli necessari quando si intende pilotare una stampante con un computer.
Le caratteristiche elettriche dell'RS232/V24 e la piedinatura del suo connettore a 25 piedini non saranno descritti nuovamente in questa sede. Essi sono già stati trattati dettagliatamente in Elektor, l'ultima volta nel numero di novembre 1984.

RS232/V24 è uno standard per interfacciare un modem con un'apparecchiatura di elaborazione dati

A ciascuna estremità di una linea telefonica usata per la comunicazione tra due DTE dovrà sempre essere collegata un'interfaccia RS232/V24. Ad un lato, essa si trova inserita tra il computer (o terminale) che trasmette i dati ed il suo modem, e dall'altro lato essa è collocata tra un secondo modem ed il computer o terminale che riceve i dati.
I collegamenti dati verso un modem sono bidirezionali e molto più complicati delle linee unidirezionali necessarie con le stampanti o le unità video. Inoltre, i dati sono immessi nel circuito telefonico, e perciò è necessaria un'intera serie di segnali di protocollo, con funzioni chiaramente definite. Ciò rende possibile automatizzare i procedimenti di accettazione di una chiamata, di effettuazione di una chiamata, di risposta alle richieste ed anche di scelta di una velocità di trasmissione. Il formato dei segnali ed il numero usato dipendono dalle scelte fatte.
Le scelte possibili sono: comunicazione unidirezionale o bidirezionale, con o senza verifica, sincrona od asincrona, chiamata o risposta automatica, e così via.
Tutti i segnali RS232/V24 sono elencati in Tabella 1. I numeri indicati rappresentano quelli che il CCITT definisce "circuiti" (con questa parola si intendono sia linee che

CCITT	Funzione	DTE	DCE	
102	Massa di segnale o ritorno comune	←	→	
102a	Ritorno comune DTE	←	→	massa
102b	Ritorno comune DCE	←	→	
103	Dati trasmessi	●	→	
104	Dati ricevuti	←	●	dati
118	Dati trasmessi canale secondario	●	→	
119	Dati ricevuti canale secondario	←	●	
105	Richiesta di trasmettere	●	→	
106	Pronto a trasmettere	←	●	
107	Gruppo dati pronto	←	●	
108/1	Collegare il gruppo dati alla linea	●	→	
108/2	Terminale dati pronto	●	→	
109	Rilevatore segnale di linea dati ricevuti	←	●	
110	Rivelatore qualità segnali di dati	←	●	
111	Selett. di velocità segnalaz. dati (DTE)	●	→	
112	Selett. di velocità segnalaz. dati (DCE)	←	●	
116	Selezione condizione di attesa	●	→	
117	Indicatore condizione di attesa	←	●	
120	Trasmis. segn. sulla linea del can. sec.	●	→	
121	Canale secondario pronto	←	●	
122	Segnale di linea ricevuto sul can. sec.	←	●	
123	Rivel. qualità segnale can. sec.	←	●	controllo
124	Selezione gruppi di frequenza	●	→	(condizione)
125	Indicatore di chiamata	←	●	
126	Selezione frequenza di trasmissione	●	→	
127	Selezione frequenza di ricezione	●	→	
129	Richiesta di ricevere	●	→	
130	Trasm. segnale acustico linea sec.	●	→	
132	Ritorno al modo di assenza dati	●	→	
133	Pronto a ricevere	●	→	
134	Presenza di dati ricevuti	←	●	
140	Prova anello/manutenzione	●	→	
141	Circuito ad anello locale	●	→	
142	Indicatore di controllo	←	●	
191	Risposta a voce trasmessa	●	→	
192	Risposta a voce ricevuta	←	●	
113	Temp. elementi di segnale del trasmet. DTE)	●	→	
114	Temp. elementi di segnale del trasmet. (DCE)	←	●	
115	Temp. elementi di segnale del ric. (DTE)	←	●	clock
128	Temp. elementi di segnale del ric. (DTE)	●	→	
131	Temp. carattere ricevuto	←	●	

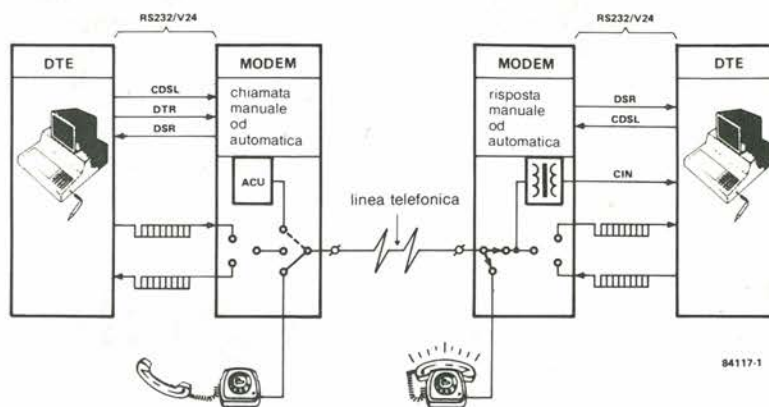



Figura 1. Questa è la procedura necessaria per effettuare una chiamata, sia manuale (quando l'utente forma il numero con il combinatore) che automatica (ACU). Il segnale di suoneria viene rilevato dal modem ricevente, che in seguito invia segnali al DTE, attivando la linea CIN.

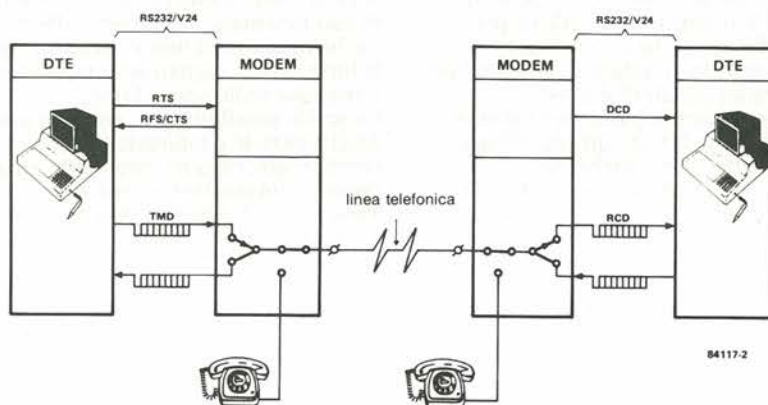



Figura 2. Il DTE della stazione trasmittente costringe il modem a prepararsi a trasmettere (RTS) e poi, quando riceve la risposta RFS, trasmette i dati (TMD). Il modem della stazione ricevente segnala al suo DTE il momento in cui riceve la portante.

segnali). Le linee dei dati e di massa non richiedono nessuna spiegazione, pertanto non perderemo tempo a descriverle. I circuiti 118 e 119 (canale secondario) vengono trattati negli articoli specifici riguardanti il modem. Gli altri segnali (di controllo, di stato e di clock) sono qui raggruppati a seconda delle loro funzioni.

Unità attiva, chiamata in arrivo, risposta automatica attiva

I segnali usati sono:
— DSR (gruppo dati pronto);
— CDSL (collegare il gruppo dati alla linea);
— DTR (terminale dati pronto);
— CIN (indicatore di chiamata).
Nel caso di comunicazioni tramite rete telefonica, l'unità che effettua la chiamata deve per prima cosa ottenere una linea: questa operazione può essere effettuata manualmente (dall'operatore o dall'utente) oppure automaticamente (unità a chiamata automatica), ed altrettanto può avvenire per la risposta. Se la chiamata non viene effettuata automaticamente, il modem deve ricevere un segnale CDSL. Esso si collega poi alla linea telefonica ed avvisa che è pronto a trasmettere, attivando la linea DSR. Dalla parte sua, il terminale deve indicare che è preparato ad agire, attivando DTR. L'unità DTE + DCE, che aveva iniziato la chiamata, è quindi pronta ed attende semplicemente una risposta.
Se l'unità che è stata chiamata possiede un rivelatore di suoneria, il suo modem attiva la linea CIN ed il suo DTE reagisce al segnale CDSL. Quando la chiamata viene accettata, questo modem attiva la sua linea DSR per far sapere al suo DTE che il collegamento è stato effettuato. Questo procedimento è schematizzato in Figura 1. L'unità di chiamata automatica (ACU) dovrebbe essere conforme allo standard V25, che raccomanda un suo specifico protocollo. Poiché questa è una norma diversa, non la descriveremo in questa sede. Quando il collegamento fisico tra i due modem è stato effettuato, può cominciare la procedura di trasmissione dati. A prescindere da come è stato fatto il collegamento, i segnali DTR e DSR devono essere attivi alle due estremità della linea. Un'unità è allora pronta a trasmettere, l'altra a ricevere.

Trasmissione dei dati

Durante il trasferimento dei dati, quando si presume che CDSL, DTR e DSR siano attive, ci interesseranno i seguenti segnali:
— TMD (dati trasmessi);
— RCD (dati ricevuti);
— RTS (richiesta di trasmettere);
— RFS (pronto a trasmettere);
— DCD (rivelatore portante dati).
I dati seriali effettivi viaggiano su RCD e TMD, tra DTE e DCE a ciascun terminale della linea (vedi Figura 2). Tra le due unità (in altre parole, sulla linea telefonica reale) i dati possono viaggiare in una sola direzione alla volta. Sono possibili due diversi modi di

comunicazione: duplex e semi-duplex (o simplex, come viene chiamato dal CCITT). La comunicazione in semi-duplex è strettamente unidirezionale. Quando un modem ha terminato di trasmettere dati, deve immediatamente togliere la sua portante dalla linea per dare al secondo modem la possibilità di trasmettere la risposta.
Il modem trasmittente viene avviato mediante il segnale RTS fornito dalla sua DTE. Nel modo semi-duplex, questo segnale blocca automaticamente il modulatore nel DCE all'altro estremo della linea. Quando è presente la portante, il modem trasmittente attiva la linea RFS (chiamata anche "pronto a trasmettere") per far sapere al suo DTE che è pronto ad inviare dati. Quando il demodulatore del DCE rivela una portante, questa situazione viene immediatamente segnalata al DTE ricevente, mandando a livello alto la linea DCD.
La trasmissione dei dati può partire (TMD) non appena la linea RFS è attiva. I dati appaiono sulla linea RCD e vengono demodulati dal modem ricevente.
Nel modo duplex, la portante non viene rimossa dopo che i dati sono stati inviati. La differenza tra duplex e semi-duplex è più che una semplice questione di protocollo tra modem. Il modo usato deve essere concordato, sia verbalmente che mediante un programma, prima che possa partire la trasmissione dei dati.

Sincronizzazione e basi dei tempi

I segnali finora menzionati possono essere usati esclusivamente per comunicazione tra modem asincroni. Ciascuno di essi ha il suo proprio clock e la sincronizzazione viene ottenuta per mezzo di bit di avviamento e di arresto, che precedono e seguono ciascun carattere. I modem sincroni, per parte loro, impiegano i seguenti segnali:

— TSET (temporizzazione elementi segnale trasmettitore);

— RSET (temporizzazione elementi segnale ricevitore).

Questi segnali permettono di sincronizzare i clock del modulatore e del demodulatore. È anche presente un circuito che ha lo scopo di modificare la velocità baud (DSRS); esso viene generalmente usato quando la trasmissione è troppo disturbata, nel qual caso potrà essere temporaneamente scelta una velocità baud inferiore.
I segnali STF (scelta della frequenza di trasmissione) ed SRF (scelta della frequenza di ricezione) vengono usati dai modem in duplex per decidere le frequenze usate dai canali principale e secondario. Se uno di questi impiega la banda di frequenza superiore, l'altro userà automaticamente quella inferiore. Questo ci porta ai segnali che riguardano il canale secondario; la loro funzione è identica a quella dei segnali corrispondenti sul canale principale. Oltre alle linee di trasmissione e ricezione dati (rispettivamente TBCD ed RBCD) c'è la linea TBCS (segnale di linea di trasmissione del canale secondario), che serve ad iniziare la trasmissione sul canale secondario; c'è inoltre la linea BCR, la risposta che corrisponde al DCE pronto (BCR = canale secondario pronto) ed il rivelatore di portante sul canale secondario, BCRS (segnale ricevuto dal canale secondario). Questi tre segnali sono mostrati in Figura 3.

3

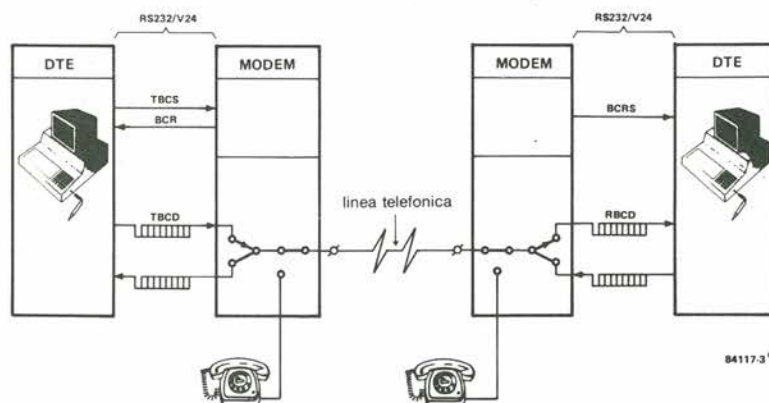



Figura 3. Il canale secondario è attivato dai segnali TBCS e BCR. Il modem della stazione ricevente segnala la presenza della portante del segnale secondario al suo DTE ed invia ad esso i dati ricevuti su questo canale (RBCD).

4

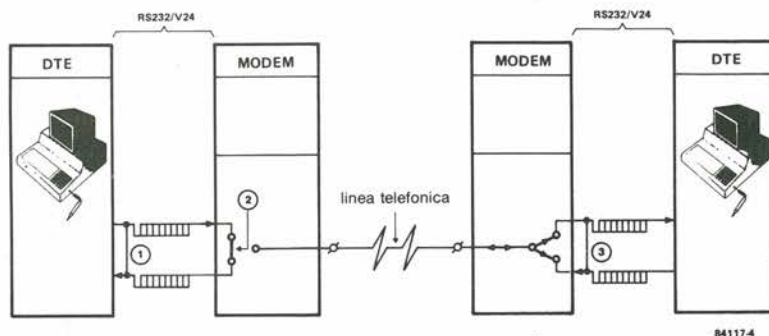
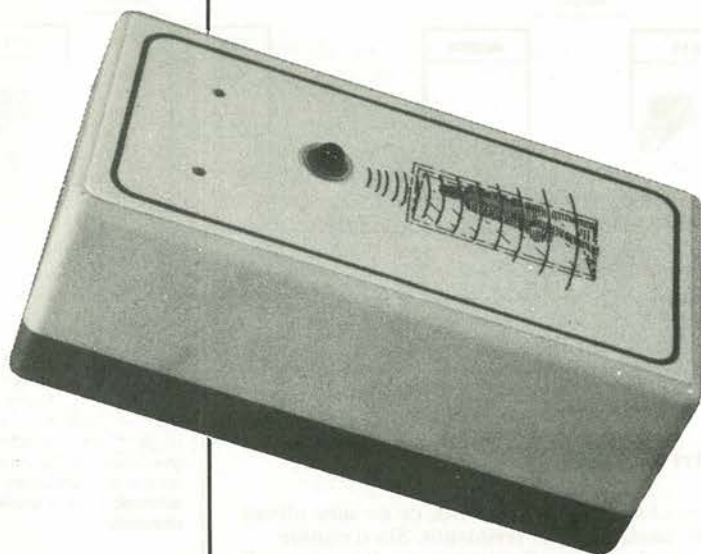



Figura 4. Alcuni specifici segnali, raccomandati dalla norma V24, permettono di formare anelli di verifica. Sono disponibili tre possibilità, e precisamente l'interfaccia locale, la linea locale e la linea telefonica con il modem ricevente.

Altri circuiti

Oltre ai segnali già descritti, ce ne sono alcuni altri, usati meno di frequente. Sia il canale principale che quello secondario dispongono di un segnale che indica la qualità della trasmissione del modem quando non c'è nessuna distorsione. C'è un variatore di modo ed un indicatore (attesa), un selettore per i gruppi di frequenza, un segnale di "richiesta di ricezione", un selettore di portante secondaria ed alcuni segnali di controllo, il cui uso risulta ovvio. Questi ultimi corrispondono ai circuiti 140...142, che permettono di controllare la qualità della trasmissione collegando tra loro ad anello l'unità locale (DTE + DCE) oppure le due unità collegate tramite la linea telefonica (DTE + DCE trasmittente e DCE ricevente). I tre collegamenti possibili sono indicati in Figura 4.
Molti dei segnali di cui abbiamo parlato servono a controllare od indicare una condizione, e perciò è opportuno osservare che un circuito di controllo deve avere una tensione di almeno 3 V, se attivo (ON). Se la tensione è inferiore a questo valore, il circuito non è attivo. Nel caso delle linee dati, un livello logico 1 è invece indicato da una tensione inferiore a − 3 V ed un livello logico 0 da una tensione maggiore di +3 V. Questi sono gli standard V24: sarebbe saggio controllare che tutte le apparecchiature usate siano conformi a queste norme, prima di affidarsi ad esse.

Ogni settimana la cronaca locale riferisce di ruberie e rapine, talvolta avvenute nella nostra strada o persino nella nostra stessa casa. La maggior parte di queste imprese criminose è opera di "dilettanti" od opportunisti del mondo criminale, e costoro, a differenza dei loro colleghi "professionisti", dovrebbero essere abbastanza sensibili ad un qualsiasi tipo di deterrente, anche se molto semplificato. Un trucco di questo genere potrebbe anche consistere nell'appendere il mobiletto vuoto di un allarme antifurto ad un muro di casa, ma poiché la varietà di allarmi antifurto a prezzo abbordabile è aumentata notevolmente in questi ultimi tempi, quasi tutti ora preferiscono installarne uno effettivamente funzionante. Così, uno dei massimi inconvenienti attuali è causato dai numerosi allarmi installati, che spesso gridano "al lupo" del tutto a sproposito, con il risultato che talvolta non vengono rilevati i veri furti. Il circuito che proponiamo in questo articolo non dà falsi allarmi; in realtà non dà allarmi di nessun genere. Produce invece un segnale luminoso, che non farà accorrere inutilmente la Polizia, e questo costituisce già di per sé un notevole vantaggio.

spaventa-ladri

uno pseudo allarme antifurto con un LED, solo per "disturbare"

Un abile avvocato difensore può definire un ladro sorpreso sul fatto come una "vittima di una società imperfetta (od ingiusta, o qualcosa del genere)" e può tentare di dimostrare che la società è la vera causa di tutti i crimini. Sia come sia, arrivare a casa e trovarla svaligiata e saccheggiata, è un'esperienza di cui la maggior parte della gente farebbe volentieri a meno. Spesso la sensazione peggiore è quella di sapere che qualcuno ha letteralmente invaso la nostra sfera privata. Per prevenire questo tipo di calamità, molti proprietari di casa decidono di installare un allarme antifurto (o più probabilmente, di pagare qualcuno perché lo installi). Il guaio è che generalmente non è facile trovare un sistema di allarme veramente efficace, ed una maggiore garanzia di sicurezza dovrà invariabilmente essere pagata di più.
Tornando al problema fondamentale, è chiaro che, pur essendo molto lodevole sventare una rapina mentre è in corso, questa soluzione non è certo preferibile alla possibilità di riuscire ad evitare persino il tentativo di perpetrare un fatto criminoso. Attualmente un malandrino ("dilettante" o "professionista") che vede la scatola di un impianto antifurto fissata alla parete di un appartamento, sa benissimo che dovrà soltanto lavorare rapidamente, per darsi alla fuga prima che i vicini siano completamente svegli. Se, invece, egli sbircia dalla finestra e vede su un lato un astuccio di tipo mai visto, con una lucetta che lampeggia in maniera strana, sarà spinto ad immaginare tutti i segreti tecnologici che questo LED può nascondere. Potrebbe trattarsi di un sensore all'infrarosso, o potrebbe stare ad indicare onde ultrasoniche che rimbalzano intorno alla stanza, o potrebbe.... (le rotelle cerebrali sono molto attive, in una mente criminale). Ben presto, si affaccia un pensiero fastidioso: "Ma in definitiva, perché sta lampeggiando? Forse qualcuno si è accorto che io sono qui? Avrà già avvisato qualcuno?" Giunto a questo punto, il nostro malvivente medio rinuncerà (od almeno così speriamo) al suo tentativo e fuggirà mentre ancora può lasciare le cose come sono. Se egli si comporterà così, il circuito avrà raggiunto il suo scopo, almeno altrettanto bene di un allarme; se il ladro invece prosegue, è molto probabile che nessun tipo di allarme sarebbe stato in grado di distoglierlo dalla sua impresa.

Schema di base

Questo circuito è uno spaventa-ladri diverso dai soliti allarmi, come mostra lo schema a blocchi di Figura 1. La sezione di alimentazione è direttamente collegata alla rete e consiste di due parti: un abbassatore di tensione, un rettificatore ed un regolatore. Quest'ultimo è direttamente seguito da un generatore di clock, il cui segnale viene applicato ad un generatore di rumore formato da un registro a scorrimento. Il segnale di rumore risultante viene applicato all'ultimo stadio, il "display", tramite una sezione di controllo.

Un LED "rumoroso"

A differenza di quanto avviene comunemente con gli alimentatori di rete, nello schema elettrico di Figura 2 non si vede un trasformatore. Questo significa che alcune piste del circuito stampato porteranno la tensione di 220 V c.a.: fate dunque attenzione quando lavorate con questo circuito, ed effettuate la ricerca di eventuali guasti solo quando l'alimentazione è staccata.
Ogni volta che la tensione di rete viene staccata, il condensatore C1 si scarica sulla resistenza R8. Se ciò non avvenisse, la scarica del condensatore potrebbe dare una fastidiosa

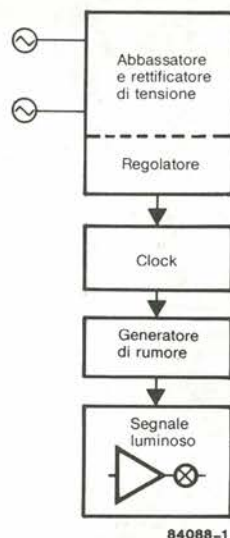
scossa elettrica se toccate gli spinotti della spina di rete staccata dalla presa.
Un diodo zener a 10 V limita l'ampiezza del segnale di alimentazione rettificato a semionda; questo segnale viene poi livellato dal condensatore C2, prima di essere applicato al regolatore di tensione IC1. L'uscita di questo regolatore (un 78L05) fornisce i 5 V necessari per alimentare il circuito. Due porte EXOR (N1 ed N2) compongono l'oscillatore di clock, del quale abbiamo parlato descrivendo lo schema a blocchi. La frequenza di oscillazione, con i valori qui stabiliti per R2 e C7, è di circa 2 Hz, ma può variare a seconda della marca di IC2. È molto facile modificare questa frequenza, in quanto il suo valore è circa 1/(2RC). Il segnale di clock è applicato ai piedini 1 e 9 di un doppio registro a scorrimento statico da 4 bit. Questi due registri sono collegati in cascata, in modo da formare un unico registro a scorrimento ad 8 bit, il cui ottavo bit fornisce il segnale di controllo per il LED. Lo scopo è di formare un generatore di rumore, o meglio un generatore di impulsi casuali. Due bit del secondo registro a scorrimento sono riportati all'ingresso D del primo registro tramite una porta EXOR, così che, alla fine, l'uscita del segnale in Q7 avrà la forma di uno pseudo rumore basato sulla frequenza di rete. Quando viene applicata per la prima volta l'alimentazione al circuito, la sezione basata su N3 azzera automaticamente il secondo registro a scorrimento, portando a livello alto il suo ingresso D. Inizialmente N3 funziona come invertitore, ma dopo un certo ritardo, introdotto dalla costante RC di R3 e C5, esso diviene un buffer non invertente. Da qui in avanti, l'informazione proveniente dall'uscita più alta di IC3a (Q3) viene direttamente passata, tramite il piedino 7, al primo registro di IC3b. In corrispondenza a ciascuno dei successivi fronti di commutazione positivi del segnale di clock, i dati vengono spostati di un posto verso destra. Lo stesso si verifica con l'informazione trasmessa tramite N4 al piedino 15 di IC3. Ogni 128 periodi di clock, si ripete il ciclo di generazione dello pseudo rumore di rete. Questo ciclo dura un po' più di un minuto, e dovrebbe essere sufficiente, in quanto è molto probabile che qualsiasi aspirante intruso non

1

Figura 1. Questo circuito è totalmente diverso da qualsiasi normale antifurto, ma non c'è da meravigliarsi perché esso è stato previsto solo come deterrente, niente più e niente meno.

2

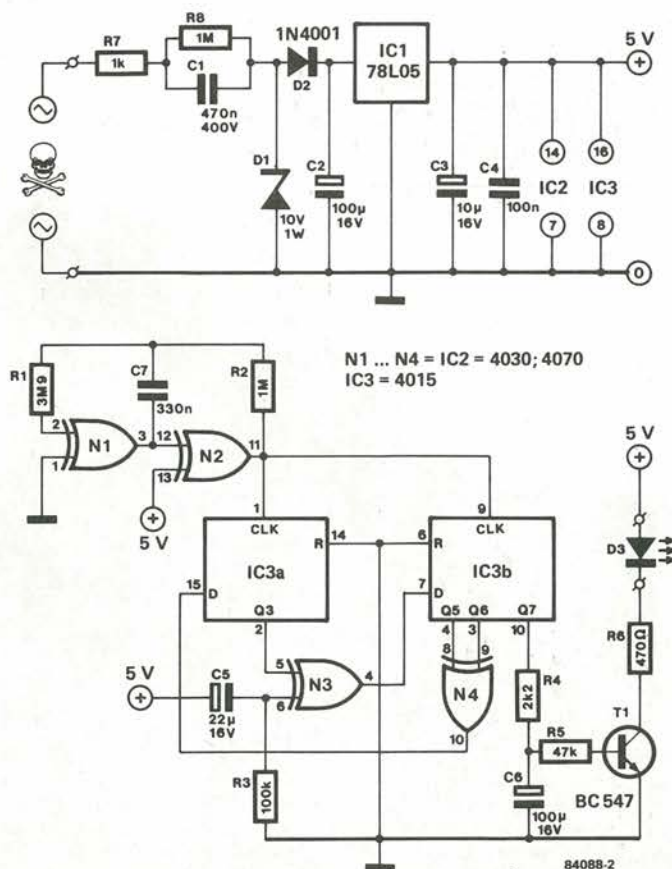



Figura 2. Anche se abbiamo la fondata speranza che questo circuito possa proteggere i vostri beni, non sarà necessario indebitarsi per comperare i componenti. Il basso costo permetterà di costruire e disporre in punti strategici della vostra casa parecchi di questi apparecchi deterrenti.

3

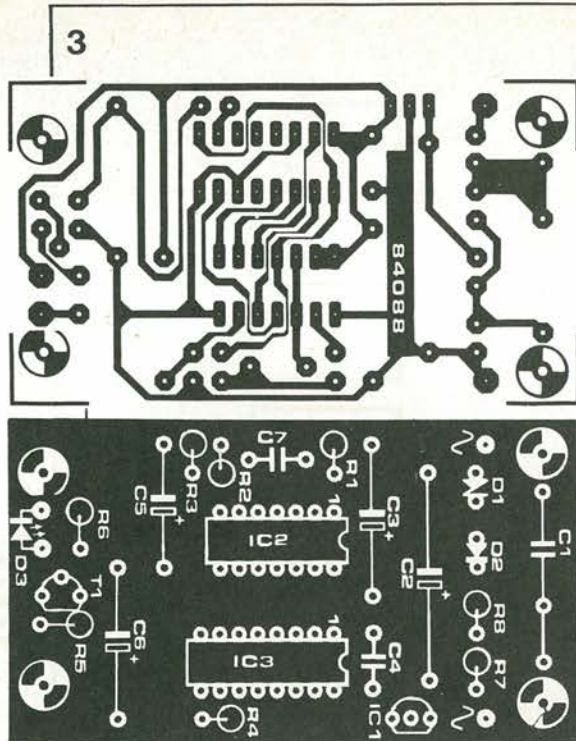



Figura 3. Usando questa basetta stampata, la costruzione del circuito non dovrebbe presentare problemi. Potrà anche aiutarvi nel montaggio la fotografia pubblicata in fondo a questa pagina.

Elenco dei componenti

Resistenze

R1 = 3M9
R2,R8 = 1 M
R3 = 100 k
R4 = 2k2
R5 = 47 k
R6 = 470 Ω
R7 = 1 k

Condensatori

C1 = 470 n/400 V
C2, C6 = 100 μ/16 V
C3 = 10 μ/16 V
C4 = 100 n
C5 = 22 μ/16 V
C7 = 330 n

Semiconduttori

D1 = diodo zener 10 V/1 W
D2 = 1N4001
D3 = LED, rosso
T1 = BC547
IC1 = 78L05
IC2 = 4030
IC3 = 4015

dovrebbe rimanere nei pressi un tempo sufficiente ad accorgersi della ripetizione. Il segnale pseudo casuale viene applicato all'integratore R4/C6, dove viene leggermente "ammorbidito". In questo modo il transistore T1 conduce e la luminosità dei LED aumenta e diminuisce gradualmente, invece che lampeggiare in modo brusco.

Costruzione

Montare lo spaventa-ladri sul circuito stampato mostrato in Figura 3 è una faccenda della massima semplicità. Come al solito, raccomandiamo di usare zoccoli di buona qualità per IC2 ed IC3. Osservare che tutte le resistenze ed i diodi sono montati verticalmente e che il condensatore C1 dovrebbe essere montato per ultimo. Poiché una parte della scheda porta la tensione di rete, l'astuccio dovrebbe essere di materiale plastico. Prima di inserire i circuiti integrati nei loro zoccoli, controllare che la tensione di alimentazione di +5 V sia presente ai piedini 14 e 16, rispettivamente di IC2 ed IC3. Se questa tensione è giusta, tutto ciò che rimane da fare è inserire i circuiti stampati e chiudere l'astuccio. Collegare il circuito ad una presa di rete: il LED dovrebbe cominciare a lampeggiare ed a svolgere la sua funzione deterrente.

Uso dello spaventa-ladri

Lo spaventa-ladri viene messo in funzione infilando la spina nella presa di rete. Probabilmente il punto più importante sotto questo aspetto è il luogo dove viene piazzato. Deve essere scelta un'adatta collocazione, in modo che qualsiasi aspirante intruso possa vedere lampeggiare il LED ed arrivare alla convinzione di essere stato scoperto. L'impressione può essere potenziata costruendo in modo adatto il pannello anteriore dell'astuccio. Sbrigliate pure liberamente la vostra fantasia, circa il modo in cui supponete possa agire il ladro. Se vi sembra che il LED non sia abbastanza impressionante, potrete anche sostituirlo (insieme alla resistenza R5) con una piccola lampadina ad incandescenza a 6 V, dipinta di rosso. Probabilmente non vi piacerà molto l'idea di avere una tensione di 220 V presente nel circuito stampato. Se il problema non è che questo, potrete sostituire la sezione formata da R7, R8, C1, D1 e D2 con un trasformatore di rete che abbia una tensione secondaria di 8 V/100 mA ed un rettificatore a ponte (oppure 4 diodi 1N4001).